

**ROBSON LUIZ CARDOSO**

**CONVERSORES CC-CAs  
BIDIRECIONAIS ISOLADOS EM ALTA  
FREQUÊNCIA**

**FLORIANÓPOLIS**

**2007**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA  
CATARINA**

**PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CONVERSORES CC-CAs  
BIDIRECIONAIS ISOLADOS EM ALTA  
FREQUÊNCIA**

Tese submetida à

Universidade Federal de Santa Catarina

como parte dos requisitos para a

obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

**ROBSON LUIZ CARDOSO**

Florianópolis, fevereiro 2007



# **CONVERSORES CC-CAs BIDIRECIONAIS ISOLADOS EM ALTA FREQUÊNCIA**

**Robson Luiz Cardoso**

‘Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

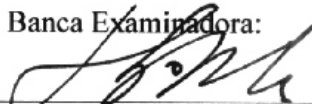


Ivo Barbi, Dr.  
Orientador

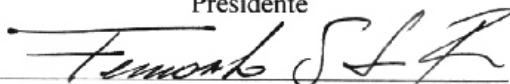


Kátia Campos de Almeida, Dr.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

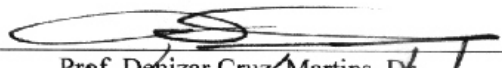
Banca Examinadora:



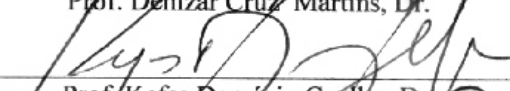
Prof. Hari Bruno Mohr, Dr.  
Presidente



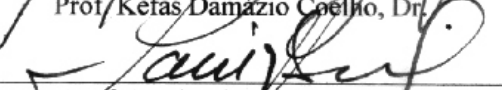
Prof. Fernando Soares Dos Reis, Dr.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Kefas Damázio Coelho, Dr.



Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.

# Agradecimentos

Aos meus pais Lourival e Graça, pela força e coragem com que enfrentaram todos os dias da nossa existência e por terem me propiciado uma boa educação.

À minha esposa, Liciane, pelo apoio incondicional em todos os momentos de nossa união.

Ao meu filho João Vitor pelas alegrias que trouxe às nossas vidas.

Ao professor Ivo Barbi por ter propiciado a oportunidade de realizar este trabalho.

A todos os demais professores e amigos do INEP que contribuíram de uma forma ou de outra com a realização deste trabalho.

Ao povo brasileiro que através do CNPQ me deu suporte financeiro para conclusão desta Tese.

# Resumo

O objetivo principal deste trabalho é o de estudar novas soluções para a implementação de conversores CC-CA's bidirecionais isolados compostos a partir de conversores CC-CC bidirecionais básicos.

O primeiro passo é o de realizar uma revisão bibliográfica apresentada no capítulo I, que é de fundamental importância para se ter uma visão do que já havia sido proposto até então.

No capítulo II, são abordados os conversores CC-CC's bidirecionais básicos onde foram analisadas as principais formas de ondas destes conversores.

As possíveis soluções para se implementar os conversores CC-CA's a partir dos conversores CC-CC básicos são apresentadas no capítulo III.

O conversor CC-CC flyback bidirecional é estudado no capítulo IV. Onde é apresentado um estudo mais aprofundado sobre este conversor com a realização de análise das etapas de operação e simulações à vazio, com carga resistiva, com carga capacitiva e com carga não-linear.

O conversor SEPIC CC-CA bidirecional isolado é estudado no capítulo V onde é levan-

tada a função de transferência do conversor assim como o equacionamento matemático de suas principais formas de onda. No capítulo VI são mostrados os resultados experimentais obtidos com a implementação de dois protótipos do conversor SEPIC CC-CA bidirecional.

O capítulo VII aborda alguns tópicos complementares como a associação de conversores, conversores trifásicos e retificadores.

# Abstract

The main objective of this work is to study new isolated bidirectional DC-AC converters that are implemented by using the basic DC-DC converter topologies.

The first step is to do a literature survey, presented in chapter I, which is of fundamental importance to have a view of what has been proposed up until now.

Chapter II covers the basic bidirectional DC-DC converters and the main waveforms of these converters.

Possible implementations of the DC-AC converters by using the basic DC-DC converters are presented in chapter III.

The bidirectional DC-DC flyback converter is studied in chapter IV. An in depth study of this converter is presented in which the operating stages are analyzed and simulations for no-load, resistive load, capacitive load, and non-linear load conditions are performed.

The isolated bidirectional DC-AC SEPIC converter is studied in chapter V and the transfer function of the converter and the mathematical equating of the main waveforms are deduced. In chapter VI the experimental results of two prototypes of the bidirectional DC-AC SEPIC converter are presented.



Chapter VII covers some complementary topics such as the association of converters, three-phase converters, and rectifiers.

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Apresentação do problema . . . . .	1
1.2	O estado da arte . . . . .	3
1.3	A hipótese . . . . .	12
1.4	Conclusão . . . . .	15
<b>2</b>	<b>Conversores CC-CC Bidirecionais</b>	<b>16</b>
2.1	Introdução . . . . .	16
2.2	Conversores CC-CC Bidirecionais Não-isolados . . . . .	18
2.3	Conversores CC-CC Bidirecionais Isolados em Alta Freqüência . . . . .	19
2.4	Etapas de Funcionamento para os Conversores Bidirecionais Básicos . . . . .	19
2.4.1	Conversor Boost ou Buck CC-CC Bidirecional . . . . .	20
2.4.2	Conversor Buck-boost CC-CC Bidirecional . . . . .	24

2.4.3	Conversor SEPIC ou Zeta CC-CC Bidirecional . . . . .	27
2.4.4	Conversor Cuk CC-CC Bidirecional . . . . .	30
2.5	Conclusão . . . . .	33
<b>3</b>	<b>Conversores CC-CA Bidirecionais</b>	<b>34</b>
3.1	Introdução . . . . .	34
3.2	Conversores Não-isolados . . . . .	37
3.2.1	Conversor Boost e Buck CC-CA Bidirecional . . . . .	37
3.2.2	Conversor Buck-boost CC-CA Bidirecional . . . . .	38
3.2.3	Conversor SEPIC e Zeta CC-CA Bidirecional . . . . .	39
3.2.4	Conversor Cuk CC-CA Bidirecional . . . . .	39
3.3	Conversores CC-CA Isolados . . . . .	40
3.4	Conclusão . . . . .	42
<b>4</b>	<b>Conversor Flyback CC-CA Bidirecional</b>	<b>43</b>
4.1	Introdução . . . . .	43
4.2	Conversor Flyback CC-CC Bidirecional . . . . .	43
4.3	Conversor Flyback CC-CC Bidirecional com Carga Resistiva . . . . .	46

4.3.1	Análise de Grandes Sinais em Malha Aberta . . . . .	47
4.3.2	Linearização do Sistema . . . . .	50
4.3.3	Função de Transferência Linearizada para Pequenas Perturbações . . . . .	51
4.3.4	Conversor Flyback CC-CC Bidirecional Funcionando a Vazio . . . . .	52
4.3.5	Conversor Flyback CC-CC Bidirecional com Carga Capacitiva . . . . .	54
4.3.6	Conversor Flyback CC-CC Bidirecional Funcionando com Carga Não-linear com Filtro Capacitivo . . . . .	55
4.4	Conversor Flyback CC-CA Bidirecional . . . . .	56
4.4.1	Conversor Flyback CC-CA Bidirecional Funcionando com Carga Resistiva . . . . .	57
4.5	Controle do Conversor Flyback CC-CA Bidirecional . . . . .	58
4.5.1	Linearização do Sistema . . . . .	61
4.5.2	Função de Transferência Linearizada para Pequenas Perturbações . . . . .	63
4.5.3	Projeto do Controle do Conversor Flyback CC-CA	

	Bidirecional . . . . .	66
4.5.4	Conversor Flyback CC-CA Bidirecional Funcionando a	
	Vazio . . . . .	76
4.5.5	Inversor Flyback CC-CA Bidirecional Funcionando com Carga Ca-	
	pacitiva . . . . .	80
4.5.6	Inversor Flyback CC-CA Bidirecional Funcionando com Carga Não	
	Linear com Filtro Capacitivo . . . . .	80
4.6	Conclusão . . . . .	85
<b>5</b>	<b>Conversor SEPIC Bidirecional Isolado em Alta Frequência</b>	<b>87</b>
5.1	Introdução . . . . .	87
5.2	Análise Teórica . . . . .	88
5.2.1	Análise das Principais Variáveis do Conversor . . . . .	88
5.2.2	Modelo por Valores Médios Instantâneos . . . . .	98
5.2.3	Modelo CA para Grandes Sinais . . . . .	103
5.3	Análise da Ondulação de Corrente . . . . .	107
5.3.1	Ondulação de Corrente Sobre o Indutor de Entrada - $\Delta I_{Lmax}$ . . . .	107
5.3.2	Ondulação Máxima da Corrente de Entrada - $\Delta I_{imax}$ . . . . .	108
5.4	Cálculo da Indutância Mínima - $L_{min}$ . . . . .	109

5.5	Projeto dos Elementos Magnéticos . . . . .	110
5.5.1	Projeto do Transformador - $T$ . . . . .	112
5.6	Determinação das Capacitâncias . . . . .	119
5.6.1	Ondulação no Capacitor $C_1$ - $\Delta V_{C1}$ . . . . .	119
5.7	Esforços nos Semicondutores $S_1$ e $S_3$ . . . . .	121
5.7.1	Tensão Máxima nos Interruptores $S_1$ e $S_3$ . . . . .	121
5.7.2	Corrente Eficaz nos Interruptores $S_1$ e $S_3$ - $I_{S1rms}$ e $I_{S3rms}$ . . . . .	122
5.7.3	Corrente Média nos Interruptores $S_1$ e $S_3$ . . . . .	123
5.8	Esforços nos Semicondutores $S_2$ e $S_4$ . . . . .	125
5.8.1	Tensão Máxima nos Interruptores $S_2$ e $S_4$ . . . . .	125
5.8.2	Corrente Eficaz nos Interruptores $S_2$ e $S_4$ . . . . .	125
5.8.3	Corrente Média nos Interruptores $S_2$ e $S_4$ . . . . .	126
5.8.4	Corrente Média nos Diodos $D_1$ e $D_3$ . . . . .	126
5.8.5	Corrente Média nos Diodos $D_2$ e $D_4$ . . . . .	126
5.9	Estimativa das Perdas . . . . .	127
5.9.1	Perdas por Condução . . . . .	127
5.9.2	Perdas por Comutação . . . . .	128

5.9.3	Perdas por Recuperação Reversa . . . . .	128
5.10	Cálculo Térmico . . . . .	128
5.11	Considerações Sobre a Escolha dos Semicondutores . . . . .	130
5.11.1	Recuperação Reversa . . . . .	130
5.12	Projeto do Compensador . . . . .	131
5.13	Conclusão . . . . .	131
<b>6</b>	<b>Implementação dos Protótipos e Resultados Experimentais</b>	<b>133</b>
6.1	Introdução . . . . .	133
6.2	Projeto de um Conversor SEPIC CC-CA Bidirecional de 400W . . . . .	134
6.2.1	Resultados de Simulação . . . . .	134
6.2.2	Resultados Experimentais . . . . .	137
6.3	Projeto de um Conversor SEPIC de 1kW . . . . .	141
6.4	Rendimento . . . . .	153
6.5	Conclusão . . . . .	155
<b>7</b>	<b>Retificadores, Associação de Conversores e Inversores Trifásicos</b>	<b>156</b>
7.1	Introdução . . . . .	156

7.2	Associação de Conversores . . . . .	156
7.3	Conversores Trifásicos Bidirecionais Isolados em alta Frequência . . . . .	158
7.4	Retificadores e Acoplamento a Rede . . . . .	160
7.5	Conclusão . . . . .	161
<b>Conclusão Geral</b>		<b>164</b>
<b>Referências Bibliograficas</b>		<b>169</b>
<b>A Projeto de um Conversor SEPIC de 400W</b>		<b>170</b>
A.1	Dados de Entrada . . . . .	170
A.2	Dados e Cálculos Preliminares . . . . .	171
A.3	Cálculo da corrente de pico no indutor $I_{Lpk}$ . . . . .	172
A.4	Cálculo da ondulação máxima de corrente no indutor $\Delta I_{Lmax}$ . . . . .	172
A.5	Dimensionamento dos capacitores $C_1$ E $C_2$ . . . . .	172
A.6	Dimensionamento dos capacitores $C_3$ E $C_4$ . . . . .	172
A.7	Cálculo da corrente de pico no indutor $I_{Lpk}$ . . . . .	173
A.8	Dimensionamento do Indutor $L$ . . . . .	173
A.8.1	Cálculo da corrente eficaz no indutor e transformador $I_{Lrms}$ . . . . .	173
A.8.2	Cálculo do número de espiras do indutor . . . . .	174



A.8.3	Cálculo do entreferro do indutor . . . . .	174
A.9	Dimensionamento do Transformador . . . . .	174
A.9.1	Cálculo do número de espiras do transformador . . . . .	174
A.9.2	Cálculo do entreferro do transformador . . . . .	175
A.9.3	Cálculo da área de cobre do fio $S_{fio}$ . . . . .	175
A.9.4	Cálculo da área de cobre do fio do secundário do transformador $S_{secT}$	175
A.10	Cálculo das Perdas . . . . .	176
A.10.1	Cálculo da corrente eficaz nos Interruptores $I_{S1_{rms}}$ e $I_{S3_{rms}}$ . . . . .	176
A.10.2	Cálculo da corrente eficaz nos Interruptores - $I_{S2_{rms}}$ e $I_{S4_{rms}}$ . . . . .	176
A.10.3	Cálculo da Corrente Média nos Diodos $I_{D1_{AVG}}$ . . . . .	176
A.10.4	Cálculo da Corrente Média nos Diodos $I_{D2_{AVG}}$ e $I_{D4_{AVG}}$ . . . . .	176
A.10.5	Cálculo da Corrente Média de Comutação em $S_1$ e $S_3$ . . . . .	177
A.10.6	Cálculo da Corrente Média de Comutação em $S_2$ e $S_4$ . . . . .	177
A.10.7	Cálculo das Perdas por Condução em $S_1$ e $S_3$ . . . . .	177
A.10.8	Cálculo das Perdas por Condução em $S_2$ e $S_4$ . . . . .	177
A.10.9	Cálculo das Perdas por Condução em $D_{11}$ e $D_{31}$ . . . . .	178
A.10.10	Cálculo das Perdas por Condução em $D_{21}$ e $D_{41}$ . . . . .	178

A.10.11	Cálculo das Perdas por Condução em $D_{12}$ e $D_{32}$ . . . . .	178
A.10.12	Cálculo das Perdas por Condução em $D_{22}$ e $D_{42}$ . . . . .	178
A.10.13	Cálculo da Tensão Máxima sobre os Interruptores $S_1$ e $S_3$ . . . . .	178
A.10.14	Cálculo da Tensão Máxima sobre os Interruptores $S_2$ e $S_4$ . . . . .	179
A.10.15	Cálculo das Perdas por Comutação em $S_1$ e $S_3$ . . . . .	179
A.10.16	Cálculo das Perdas por Comutação em $S_2$ e $S_4$ . . . . .	179
A.11	Cálculo da Perdas Totais - $P_{tot}$ . . . . .	179
A.12	Cálculo da Resistência Térmica do Dissipador . . . . .	180
A.13	Dados de Saída do Projeto . . . . .	180
<b>B</b>	<b>Projeto de um Conversor SEPIC de 1kW</b>	<b>183</b>
B.1	Dados de Entrada . . . . .	183
B.2	Dados e Cálculos Preliminares . . . . .	184
B.3	Cálculo da corrente de pico no indutor $I_{Lpk}$ . . . . .	185
B.4	Cálculo da ondulação máxima de corrente no indutor $\Delta I_{Lmax}$ . . . . .	185
B.5	Dimensionamento dos capacitores $C_1$ e $C_2$ . . . . .	185
B.6	Dimensionamento dos capacitores $C_3$ e $C_4$ . . . . .	185
B.7	Cálculo da corrente de pico no indutor $I_{Lpk}$ . . . . .	186

B.8	Dimensionamento do indutor $L$ . . . . .	186
B.8.1	Cálculo da corrente eficaz no indutor e transformador $I_{L_{rms}}$ . . . . .	186
B.8.2	Cálculo do entreferro do indutor . . . . .	187
B.9	Dimensionamento do Transformador . . . . .	187
B.9.1	Cálculo do número de espiras do transformador . . . . .	187
B.9.2	Cálculo do entreferro do transformador . . . . .	188
B.9.3	Cálculo da área de cobre do fio $S_{fio}$ . . . . .	188
B.9.4	Cálculo da área de cobre do fio do secundário do transformador $S_{secT}$ . . . . .	188
B.10	Cálculo das Perdas . . . . .	189
B.10.1	Cálculo da corrente eficaz nos Interruptores $I_{S1_{rms}}$ e $I_{S3_{rms}}$ . . . . .	189
B.10.2	Cálculo da corrente eficaz nos Interruptores - $I_{S2_{rms}}$ e $I_{S4_{rms}}$ . . . . .	189
B.10.3	Cálculo da Corrente Média nos Diodos $I_{D1_{AVG}}$ . . . . .	189
B.10.4	Cálculo da Corrente Média nos Diodos $I_{D2_{AVG}}$ e $I_{D4_{AVG}}$ . . . . .	189
B.10.5	Cálculo da Corrente Média de Comutação em $S_1$ e $S_3$ . . . . .	190
B.10.6	Cálculo da Corrente Média de Comutação em $S_2$ e $S_4$ . . . . .	190
B.10.7	Cálculo das Perdas por Condução em $S_1$ e $S_3$ . . . . .	190
B.10.8	Cálculo das Perdas por Condução em $S_2$ e $S_4$ . . . . .	190

B.10.9 Cálculo das Perdas por Condução em $D_{11}$ e $D_{31}$ . . . . .	191
B.10.10 Cálculo das Perdas por Condução em $D_{21}$ e $D_{41}$ . . . . .	191
B.10.11 Cálculo das Perdas por Condução em $D_{12}$ e $D_{32}$ . . . . .	191
B.10.12 Cálculo das Perdas por Condução em $D_{22}$ e $D_{42}$ . . . . .	191
B.10.13 Cálculo da Tensão Máxima sobre os Interruptores $S_1$ e $S_3$ . . . . .	191
B.10.14 Cálculo da Tensão Máxima sobre os Interruptores $S_2$ e $S_4$ . . . . .	192
B.10.15 Cálculo das Perdas por Comutação em $S_1$ e $S_3$ . . . . .	192
B.10.16 Cálculo das Perdas por Comutação em $S_2$ e $S_4$ . . . . .	192
B.11 Cálculo das Perdas Totais - $P_{tot}$ . . . . .	192
B.12 Cálculo da Resistência Térmica do Dissipador . . . . .	193
B.13 Dados de Saída do Projeto . . . . .	193

# Lista de Figuras

1.1	Diagrama de blocos do conversor operando no modo retificador (carregador de bateria). . . . .	3
1.2	Diagrama de blocos do conversor operando em modo inversor. . . . .	3
1.3	Esquemático do inversor em ponte completa não isolado. . . . .	4
1.4	Traçado da modulação SPWM2N. . . . .	5
1.5	Esquemático do Inversor em ponte completa com isolamento em baixa frequência. . . . .	5
1.6	Diagrama de blocos do conversor com barramento em alta frequência utilizando inversores. . . . .	6
1.7	Esquemático do conversor CC-CA controlado por deslocamento de fase. . .	7
1.8	(a) Traçado da forma da onda da tensão aplicada ao primário do transformado, (b)Traçado das formas de onda da saída após o conversor de frequência. . . . .	7
1.9	Seqüência de comutação e forma de onda PWM. . . . .	8

1.10	Esquemático do circuito lógico para implementar o controle por deslocamento de fase. . . . .	8
1.11	Esquemático do conversor CC-CA bidirecional baseado em conversor de frequência. . . . .	9
1.12	Esquemático do conversor bidirecional CC-CA em dois estágio, com elo em tensão contínua. . . . .	9
1.13	Esquemático do conversor CC-CA bidirecional em estágio 'quase único' com comutação suave. . . . .	10
1.14	Esquemático do conversor CC-CA inversor flyback proposto por Címador. .	11
1.15	Conversor flyback CC-CA bidirecional proposto por Skinner. . . . .	11
1.16	Diagrama de blocos ilustrando o princípio da geração da conexão diferencial de conversores CC-CC bidirecionais. . . . .	13
2.1	Diagrama de blocos do conversor CC-CC bidirecional. . . . .	16
2.2	Ilustração da tensão de saída dos conversores CC-CC e CC-CA. . . . .	17
2.3	Conversores bidirecionais básicos não-isolados. a)buck ou boost, b)buck-boost, c) SEPIC ou Zeta e d)Cuk. . . . .	18
2.4	Esquemático dos conversores CC-CC bidirecionais isolados tipo: a) Fly-back, b) SEPIC ou Zeta isolado e c) Cuk isolado. . . . .	19
2.5	Etapas de funcionamento do conversor boost ou buck CC-CC bidirecional.	21

2.6	Ilustração do intervalo analisado. . . . .	22
2.7	Traçado das formas de ondas do conversor bidirecional boost funcionando nos modos. a) 1º forma, b) 2º forma e c) 3º forma de funcionamento. . . .	23
2.8	Etapas de funcionamento do conversor buck-boost bidirecional. . . . .	24
2.9	Traçado das principais formas de ondas do conversor buck-boost CC-CC bidirecional na a) 1º forma , b) 2º forma e c) 3º forma de funcionamento. .	25
2.10	Etapas de funcionamento do conversor SEPIC ou Zeta CC-CC bidirecional.	27
2.11	Traçado das etapas de funcionamento do conversor SEPIC ou Zeta, obtido por análise na: a) 1º forma , b) 2º forma e c) 3º forma de funcionamento. .	29
2.12	Etapas de funcionamento do conversor Cuk. . . . .	31
2.13	Traçado das etapas de funcionamento do conversor Cuk, obtidas por aná- lise, funcionando na a) 1º forma , b) 2º forma e c) 3º forma de funcionamento.	32
3.1	Diagrama de blocos do conversor CC-CA isolado com controle por tensão.	35
3.2	Ilustração da tensão de saída $v_o(t)$ do conversor CC-CA. . . . .	36
3.3	Diagrama de blocos ilustrando a aplicação do conceito de conversores com conexão de carga diferencial. . . . .	37
3.4	a) Esquemático do conversor boost CC-CA bidirecional, b) esquemático do conversor buck CC-CA bidirecional. . . . .	38
3.5	Conversor buck-boost CC-CA bidirecional. . . . .	38

3.6	Conversores SEPIC e Zeta CC-CA bidirecionais. . . . .	39
3.7	Conversor CC-CA bidirecional Cuk. . . . .	40
3.8	Conversor CC-CA buck-boost bidirecional isolado. . . . .	40
3.9	Conversor SEPIC CC-CA bidirecional isolado. . . . .	41
3.10	Conversor Zeta CC-CA bidirecional isolado. . . . .	41
3.11	Conversor Cuk CC-CA bidirecional isolado. . . . .	42
4.1	Conversor flyback CC-CC bidirecional. . . . .	44
4.2	Etapas de funcionamento do conversor flyback CC-CC bidirecional. . . . .	44
4.3	Modulação SPWM a dois níveis aplicada ao conversor flyback CC-CC bi- direcional, obtida por análise. . . . .	45
4.4	Conversor flyback CC-CC bidirecional isolado com carga resistiva. . . . .	46
4.5	Tensão de saída $v_o(t)$ e corrente na bateria $i_b(t)$ após filtragem, obtida por simulação. . . . .	47
4.6	Corrente do primário $i_p(t)$ e do secundário $i_s(t)$ , em detalhe, obtida por simulação. . . . .	47
4.7	Tensão de saída do conversor. . . . .	48
4.8	Razão cíclica para que seja obtida uma a tensão senoidal com nível CC na saída. . . . .	49



4.9	Linearização da função de transferência estática do conversor. . . . .	50
4.10	Ganho estático de tensão, tensão de saída e razão cíclica. . . . .	51
4.11	Diagrama de bloco da função transferência do conversor. . . . .	51
4.12	Conversor flyback CC-CC bidirecional a vazio. . . . .	53
4.13	Tensão de saída $v_o(t)$ e corrente na bateria $i_b(t)$ após filtragem, obtido por simulação. . . . .	53
4.14	Conversor flyback CC-CC bidirecional com carga capacitiva. . . . .	54
4.15	Tensão de saída $v_o(t)$ e da corrente da bateria $i_b(t)$ , obtidos por simulação. . . . .	54
4.16	Detalhe das correntes secundário $i_s(t)$ e no primário $i_p(t)$ . (a) no ciclo positivo e (b) no ciclo negativo. . . . .	55
4.17	Conversor flyback bidirecional com carga não linear. . . . .	56
4.18	Tensões de saída $v_o(t)$ , carga $v_{CF}(t)$ e corrente da bateria, obtida por si- mulação. . . . .	56
4.19	Conversor flyback CC-CA bidirecional. . . . .	57
4.20	Conversor flyback CC-CA bidirecional com carga resistiva. . . . .	58
4.21	Tensão de saída $v_o(t)$ e corrente na bateria $i_b(t)$ após filtragem. . . . .	59
4.22	Tensão de saída do conversor. . . . .	60
4.23	Razão cíclica para se obter a tensão senoidal com nível CC na saída. . . . .	61

4.24	Ganho de tensão $m(d(t))$ em função da razão cíclica $d(t)$ . . . . .	61
4.25	Linearização da função de transferência estática do conversor. . . . .	62
4.26	Comparação entre a razão cíclica $d(t)$ e razão cíclica linearizado $d_L(t)$ . . . .	63
4.27	Tensão de saída $v_o(t)$ em função da razão cíclica $d(t)$ . . . . .	64
4.28	Diagrama de bloco da função transferência do conversor. . . . .	64
4.29	Ganho estático não linearizado $m(d)$ , linearizado $m_L(d)$ e o erro $e(d)$ . . . .	67
4.30	Razão cíclica $d(t)$ . . . . .	68
4.31	Diagrama de bloco da função de transferência. . . . .	69
4.32	Diagrama de bloco da função de transferência $G(s)$ . . . . .	69
4.33	Funções de transferência $G_v(s)$ e $G_{vsimpl}(s)$ simplificada. . . . .	70
4.34	Fases de $G_v(s)$ e $G_{vsimpl}(s)$ simplificada. . . . .	71
4.35	Circuito de controle. . . . .	71
4.36	Ganho do compensador $H(s)$ . . . . .	72
4.37	Fase do compensador $FH(s)$ . . . . .	73
4.38	Diagrama de blocos do sistema em malha fechada. . . . .	73
4.39	Ganho da FTLA. . . . .	74
4.40	Inversor flyback simulado. . . . .	75

4.41	Resposta ao degrau do modelo do inversor flyback, obtido por simulação	
	a) no Vissim <sup>®</sup> e no b) Pspice <sup>®</sup> . . . . .	75
4.42	Inversor flyback bidirecional a vazio. . . . .	76
4.43	Circuito completo simulado no programa Orcad <sup>®</sup> . . . . .	77
4.44	Tensão de saída $v_o(t)$ e corrente na bateria $i_b(t)$ após filtragem. . . . .	80
4.45	Inversor flyback CC-CA com carga capacitiva. . . . .	81
4.46	Tensão de saída $v_o(t)$ e corrente da bateria $i_b(t)$ para carga capacitiva. . . .	82
4.47	Detalhes das correntes $i_s(t)$ e $i_p(t)$ , em (a) no ciclo positivo e em (b) no ciclo negativo. . . . .	83
4.48	Inversor flyback CC-CA bidirecional com carga não linear. . . . .	83
4.49	Tensão de saída $v_o(t)$ obtida por simulação. . . . .	84
4.50	Tensões $v_a(t)$ e $v_b(t)$ obtidas por simulação. . . . .	84
5.1	Conversor SEPIC CC-CA bidirecional. . . . .	89
5.2	Tensão nos capacitores, $v_{C2}$ e $v_{C4}$ . . . . .	90
5.3	Tensão de saída $v_o(\omega t)$ . . . . .	91
5.4	Correntes nos capacitores $C_2$ e $C_4$ . . . . .	92
5.5	Corrente nos interruptores $S_2$ e $S_4$ . . . . .	94
5.6	Corrente nos interruptores $S_1$ e $S_3$ . . . . .	95

5.7	Corrente média instantânea na bateria $i_i(\omega t)$ . . . . .	96
5.8	Função de transferência estática do conversor $md(d(t))$ em função da razão cíclica. . . . .	97
5.9	Tensão de saída $v_o(\omega t)$ em função da razão cíclica. . . . .	99
5.10	Estados topológicos para a) $0 \leq t \leq DT$ e para b) $DT \leq t \leq T$ . . . . .	100
6.1	Conversor SEPIC CC-CA bidirecional isolado. . . . .	134
6.2	a) Tensão $v_{C2}$ e $v_{C4}$ obtidas por simulação, b) tensão e corrente de saída com carga resistiva, c) tensão e corrente de saída com carga resistiva/indutiva ( $RL$ ) . . . . .	135
6.3	a) resposta a um degrau de carga resistiva, b) resposta a um degrau de carga resistiva/indutiva ( $RL$ ). . . . .	136
6.4	Ganho da FTMA parametrizada pela indutância $L$ . . . . .	137
6.5	Resultados experimentais a) carga resistiva b) degrau de carga resistiva c) .	139
6.6	a) carga motor de indução b) detalhe carga motor de indução c) motor de indução com mais carga. . . . .	140
6.7	Foto do protótipo do inversor SEPIC 1kW implementado. . . . .	141
6.8	Gráfico comparativo entre as diferentes massas dos elementos magnéticos. .	142
6.9	Inversor SEPIC com carga resistiva simulado em malha aberta. . . . .	143
6.10	Inversor SEPIC com carga resistiva simulado em malha fechada . . . . .	144

6.11 Inversor SEPIC com carga resistiva simulado com controle proporcional integral. . . . .	149
6.12 Comparação entre os resultados simulação com a)malha aberta, b)controle proporcional, c) controle proporcional integral, e os resultados experimen- tais com d)malha aberta e) controle proporcional f)controle proporcional integral. . . . .	151
6.13 Comparação entre malha aberta x malha fechada com carga não-linear. . .	152
6.14 Comparação entre a tensão no interruptor, TEC x TEP. . . . .	154
7.1 Associação de dois conversores SEPIC bidirecional isolados em alta frequên- cia. . . . .	157
7.2 Tensão e corrente de saída alimentando uma carga não linear. . . . .	158
7.3 Conversor SEPIC trifásico bidirecional isolado em alta frequência. . . . .	159
7.4 Conversor SEPIC bidirecional isolador operando como retificador. . . . .	160
7.5 Tensão da rede $v_{REDE}$ e corrente da rede $-i_{REDE}$ . . . . .	161

# Lista de Tabelas

6.1	Parâmetros do Conversor SEPIC CC-CA bidirecional isolado em alta frequên- cia. . . . .	138
6.2	Regulação e TDH - Simulação em Malha Aberta . . . . .	143
6.3	Regulação e TDH - Simulação em Malha Fechada (P) . . . . .	145
6.4	Regulação e TDH - Resultado Experimental em Malha Aberta . . . . .	146
6.5	Regulação e TDH - Resultado Experimental em Malha Fechada (P) . . . .	147
6.6	Regulação e TDH - Resultado Simulação em Malha Fechada (PI) . . . . .	148
6.7	Regulação e TDH - Resultado Experimental em Malha Fechada (PI) . . . .	150
6.8	Rendimento - TEC x TEP . . . . .	154
A.1	Dados de entrada . . . . .	171
A.2	Dados do Indutor . . . . .	180
A.3	Dados do transformador . . . . .	181

A.4	Dados do semicondutores . . . . .	182
B.1	Dados de entrada . . . . .	184
B.2	Dados do Indutor . . . . .	193
B.3	Dados do transformador . . . . .	194
B.4	Dados do semicondutores . . . . .	195

# Simbologia e Abreviaturas

Símbolo - descrição. [*unidade*]

$A_{cu}$  - área total do condutor - considerando todo o enrolamento. [ $cm^2$ ]

$A_e$  - área efetiva da janela central do núcleo. [ $cm^2$ ]

$A_p$  - área total do condutor do enrolamento primário. [ $cm^2$ ]

$AP$  - produto das área do núcleo do transformador. [ $cm^4$ ]

$A_w$  - área total da janela do enrolamento. [ $cm^2$ ]

$A_x$  - área do condutor de uma espira. [ $cm^2$ ]

$B_{max}$  - pico máximo de densidade de fluxo. [ $T$ ]

$B_{sat}$  - densidade de fluxo de saturação. [ $T$ ]

$D$  - razão cíclica constante.

$D_p$  - variação máxima da razão cíclica.

$D_{max}$  - razão cíclica máxima.



$d$  - razão cíclica variável.

$d(t)$  - razão cíclica variável no tempo.

$d_L(t)$  - razão cíclica linearizada variável no tempo.

$\hat{d}$  - razão cíclica variável no domínio da frequência.

$E_n$  - etapa  $n$  do funcionamento do conversor.

$f_s$  - frequência de comutação do conversor.

$g_x$  - ganho de tensão do conversor  $x$  variável no tempo.

$G_x$  - ganho estático de tensão do conversor  $x$ , referente ao ponto de operação  $D$ .

$i_{Cn}$  - corrente no capacitor  $C_n$  variável no tempo.  $[A]$

$I_{FL}$  - corrente eficaz total a plena carga.  $[A]$

$i_{Ln}(t)$  - corrente no indutor  $Ln$  variável no tempo.  $[A]$

$I_{Ln}$  - corrente no indutor  $Ln$  para razão cíclica igual a  $D$ .  $[A]$

$I_{pk}$  - corrente de pico de entrada.  $[A]$

$i_{Sn}$  - corrente no interruptor  $S_n$  variável no tempo.

$I_{Snrms}$  - corrente eficaz no interruptor  $n$ .

$J_{max}$  - densidade máxima de corrente.  $[A/cm^2]$

$K$  - fator de utilização do enrolamento.

$k_E$  - coeficiente de perdas por corrente de parasitas.

$k_H$  - coeficiente de perdas por histerese.

$K_p$  - fator de utilização da janela do primário.

$K_u$  - fator de utilização da janela.

$L$  - indutância.  $[H]$

$L_{min}$  - indutância mínima para atender os critérios de ondulação de corrente.  $[H]$

$l_g$  - entreferro do transformador.  $[mm]$

$n$  - relação entre o número de espiras primário/secundário do transformador.

$N$  - número de espiras do primário do transformador.

$P_{cu}$  - perdas no cobre do transformador.  $[W]$

$P_{max}$  - potência máxima.  $[W]$

$PWM$  - "Pulse With Modulation", modulação por largura de pulso.

$P_c$  - perdas no núcleo do transformador.  $[W]$

$P_i$  - potência de entrada.  $[W]$

$P_{max}$  - potência máxima.  $[W]$

$P_o$  - potência de saída.  $[W]$

$R_T$  - resistência térmica por convecção natural.  $[/W]$

$SPWM$  - Modulação senoidal por largura de pulso.

$S_n$  - interruptor de potência  $n$ .

$TDH$  - taxa de distorção harmônica.

$TEC$  - transformador com enrolamento convencional.

$TEP$  - transformador com enrolamento planar.

$v_{Cn}(t)$  - tensão no capacitor  $Cn$  variável no tempo.  $[V]$

$V_{Cn}$  - tensão no capacitor  $Cn$  para razão cíclica igual a  $D$ .  $[V]$

$V_e$  - volume do núcleo do transformador.  $[cm^3]$

$v_o(t)$  - tensão de saída variável no tempo.  $[V]$

$V_o$  - tensão eficaz de saída do conversor.  $[V]$

$V_{op}$  - tensão de pico de saída do conversor.  $[V]$

$v_i(t)$  - tensão de entrada variável no tempo.  $[V]$

$V_i$  - tensão de entrada constante no tempo.

$V_R$  - tensão de pico da tensão dente de serra.

$\Delta B_m$  - variação máxima da densidade de fluxo.  $[T]$

$\Delta I_{max}$  - ondulação máxima de corrente.  $[A]$

$\Delta T$  - elevação máxima de temperatura.  $[\text{ }]$

$\Delta V_c$  - ondulação de tensão no capacitor de saída.  $[V]$

$\mu_o$  - permeabilidade do ar  $4\pi 10^{-7}$ .

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Apresentação do problema

Após a descoberta da energia elétrica foi necessário encontrar formas de distribuí-la. A energia elétrica passou então a ser distribuída com tensão contínua em 1876 na cidade de Nova York. As primeiras cargas eram compostas por lâmpadas incandescentes alimentadas em corrente contínua. Em 1886, Stanley colocou em operação a primeira central em corrente alternada (Westinghouse) em Great Barrington, Massachusetts. Desde então, os sistemas de geração e distribuição predominantes são os de corrente alternada, tendo sido as cargas adaptadas a este tipo de tensão.

Com o aparecimento de cargas críticas, como por exemplo computadores e equipamentos médicos, houve a necessidade de armazenar energia para consumi-la numa eventual falha da rede. Uma das formas mais eficientes de armazenar energia são as baterias. No entanto, a tensão fornecida por uma bateria é contínua, além de, geralmente, possuir um

valor de tensão inferior ao da rede.

Surgiu então a necessidade de algum dispositivo que transformasse a tensão contínua em tensão alternada, com a mesma frequência e magnitude da tensão da rede.

A solução encontrada é o que se conhece hoje como sistema de alimentação ininterrupto de energia (SAI), popularmente conhecido como “no-break”. Uma das formas mais usuais de implementá-lo é utilizando um inversor juntamente com um transformador, ambos de baixa frequência, para isolar e adaptar a tensão da bateria à da carga. A tensão de saída é modulada por largura de pulso (PWM) com formato retangular, popularmente conhecido como inversor de onda quadrada. As principais desvantagens desse tipo de conversor são o elevado peso e volume, uma vez que possuem um transformador de ferro-silício, assim como a alta distorção harmônica da tensão fornecida, pois a forma de tensão obtida na saída é retangular. Já como vantagens é possível citar a simplicidade de implementação, a robustez e o custo.

Uma das formas de solucionar este problema é realizar, primeiro, o isolamento em alta frequência, utilizando para tal fim um conversor CC-CC em alta frequência. Isto tem como consequências a redução de peso e volume. Após este estágio é utilizado um inversor com modulação senoidal PWM (SPWM) em alta frequência. Com isto, é possível obter uma baixa taxa de distorção harmônica na tensão de saída. Vários pesquisadores [1, 2, 3, 4, 5] buscam conversores CC-CA bidirecionais, isolados, diretos, ou seja, que realizem a isolação e a modulação em um único estágio na esperança de encontrarem uma topologia que tenha menor número de componentes com o objetivo de reduzir custo.

Como exemplo de aplicação destes conversores, é possível imaginar um sistema inin-

terrupto de energia como o apresentado a seguir e ilustrado na Fig. 1.1 e na Fig. 1.2.

No modo retificador a rede esta fornecendo tensão diretamente à carga, e ao mesmo tempo, a bateria é carregada através do retificador. O retificador possui isolamento galvânico, proporcionado pelo transformador de alta frequência (TAF), como mostra a Fig. 1.1.

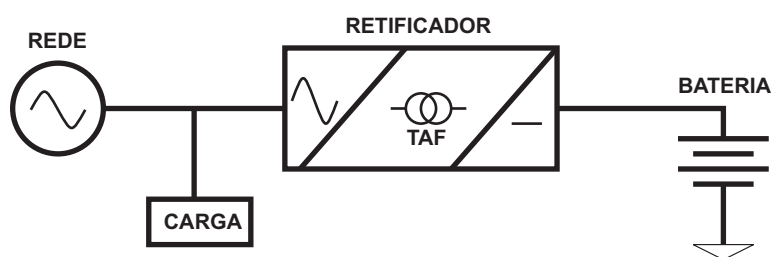


Figura 1.1: Diagrama de blocos do conversor operando no modo retificador (carregador de bateria).

Na falta da rede, o conversor funciona como inversor, fornecendo tensão senoidal e isolando galvanicamente a carga da bateria, como mostra a Fig. 1.2.

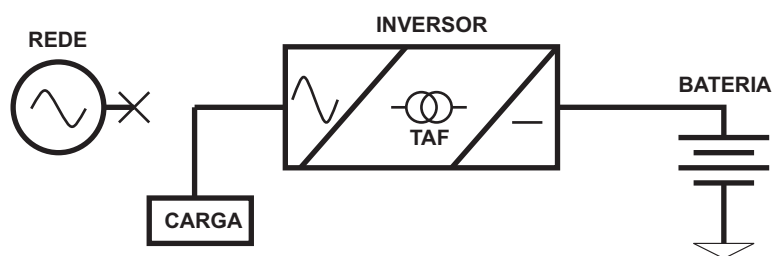


Figura 1.2: Diagrama de blocos do conversor operando em modo inversor.

## 1.2 O estado da arte

Para um melhor entendimento, são feitas algumas definições:

**Conversor de frequência:** Inversor bidirecional em corrente e tensão, capaz de alterar a frequência da tensão de saída.

**Elo em tensão contínua (ETC):** Estágio intermediário da conversão onde a energia é armazenada com tensão contínua.

**Barramento:** Ponto do circuito onde a energia é distribuída.

**Barramento em tensão contínua:** Ponto do circuito onde a tensão está na forma de tensão contínua.

**Barramento de alta frequência:** Ponto do circuito onde a tensão tem a sua componente fundamental em alta frequência.

A maneira clássica de se conseguir uma forma de onda senoidal, é utilizar um inversor com modulação senoidal por largura de pulso a dois (SPWM2N) ou a três níveis (SPWM3N), com um filtro na saída composto por um indutor e um capacitor, como mostra a Fig. 1.3.

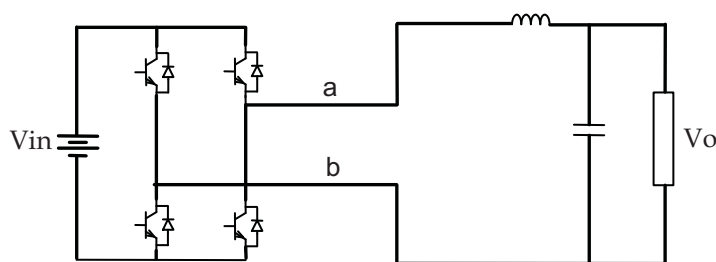


Figura 1.3: Esquemático do inversor em ponte completa não isolado.

O principal inconveniente deste inversor, é a impossibilidade de isola-lo em alta frequência. Isto porque a forma de onda da tensão, que é aplicada ao primário do transformador,

não é simétrica na frequência de comutação, como está ilustrada na Fig. 1.4. Assim a estrutura, mostrada na Fig. 1.5, não pode ser isolada em alta frequência.

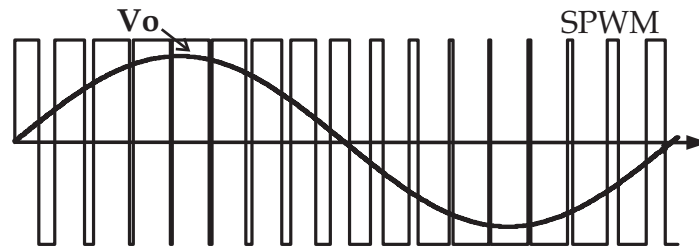


Figura 1.4: Traçado da modulação SPWM2N.

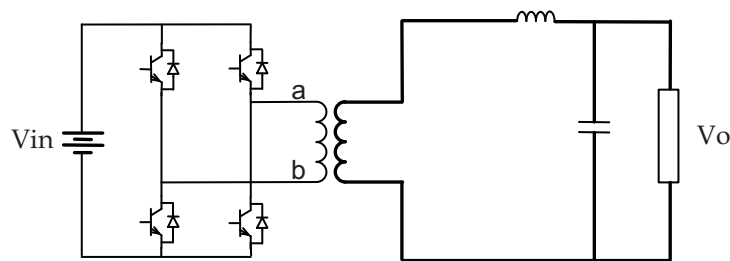


Figura 1.5: Esquemático do Inversor em ponte completa com isolamento em baixa frequência.

Para solucionar este problema, uma série de conversores baseados em inversores que proporcionam um barramento de alta frequência foram propostos, como esta ilustrado na Fig. 1.6.

A maioria das propostas esta dividida em dois estágios. Estando o inversor bidirecional em corrente no lado CC e o conversor de frequência no lado CA [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20]. No lado CA, geralmente são utilizados os inversores com entrada em corrente, de modo a facilitar a correção do fator de potência, quando estiver funcionando no modo retificador (carregador). Mesmo considerando que os sinais de comando dos interruptores nos dois estágios sejam sincronizados, a implementação é



complexa, envolvendo interruptores de quatro quadrantes. Esses fatores contribuem para a redução da confiabilidade do sistema [21] e aumento do custo e volume.

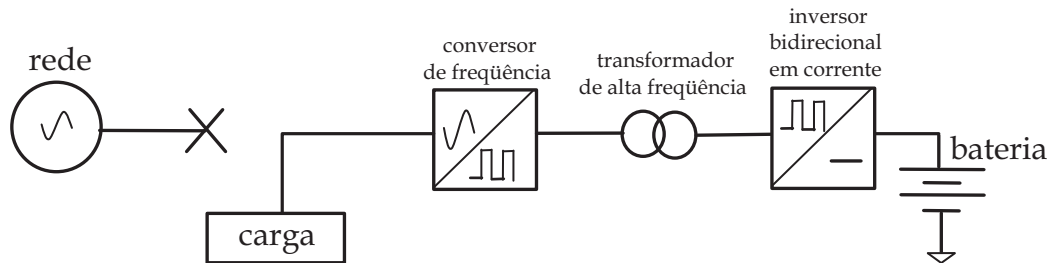


Figura 1.6: Diagrama de blocos do conversor com barramento em alta frequência utilizando inversores.

O inversor bidirecional em corrente tem como frequência de comutação típica, valores entre 20kHz e 100kHz. O conversor de frequência trabalha sincronizado com o inversor bidirecional em corrente com a mesma frequência de comutação e modula a tensão de saída em frequências entre 60Hz e 400Hz. O barramento em alta frequência, criado pelo inversor, viabiliza a utilização de transformadores de alta frequência (TAF), reduzindo assim, peso e volume. Como exemplo, pode ser citado o conversor CC-CA controlado por deslocamento de fase, cujo diagrama esquemático pode ser visto na Fig. 1.7. Este conversor é apresentado por McMurray em 1970 [20] e modificado posteriormente por Harada em 1988 [22]. Como inversor, não é utilizada a mesma estrutura da Fig. 1.5, mas sim uma equivalente, sendo esta uma das inúmeras combinações possíveis.

No conversor com controle por deslocamento de fase apresentado na Fig. 1.7, os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  trabalham em modo complementar, com razão cíclica fixa igual a 50%. Isto resulta numa tensão  $v_s(t)$  retangular e simétrica, aplicada ao transformador, como mostra a Fig. 1.8 (a), permitindo assim a isolação em alta frequência. Os interruptores

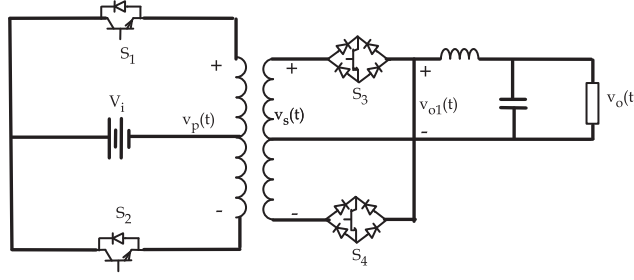


Figura 1.7: Esquemático do conversor CC-CA controlado por deslocamento de fase.

$S_3$  e  $S_4$  também são comandados com razão cíclica complementar igual a 50% e possuem um deslocamento de fase igual a  $d(t)T$  em relação a  $S_1$  e  $S_2$ , sendo que a razão cíclica  $d(t)$  varia no tempo de forma senoidal. Utilizando o deslocamento de fase senoidal, implementado pelo circuito da Fig. 1.10, com os sinais de comando, ilustrados na Fig. 1.9, é possível gerar na saída do conversor, uma tensão senoidal de baixa frequência, ilustrada na Fig. 1.8 (b).

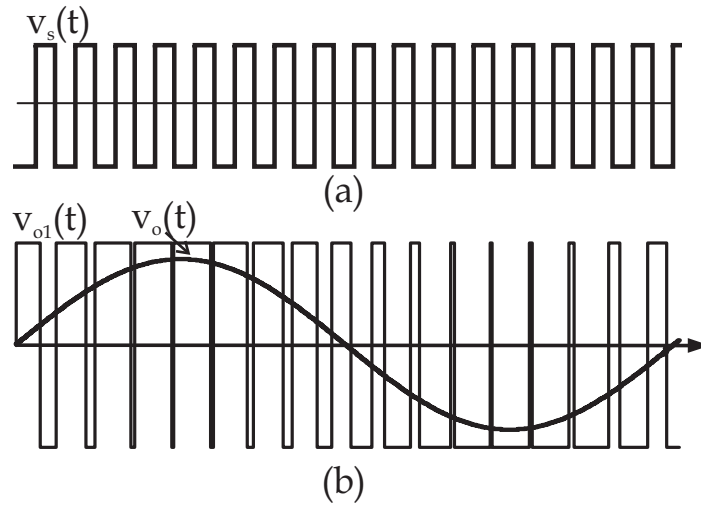


Figura 1.8: (a) Traçado da forma da onda da tensão aplicada ao primário do transformado, (b) Traçado das formas de onda da saída após o conversor de frequência.

Harada [22] implementou um protótipo de 160W, operando com frequência de comu-

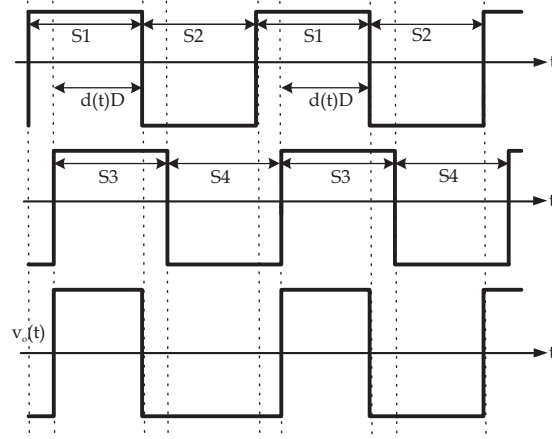


Figura 1.9: Seqüência de comutação e forma de onda PWM.

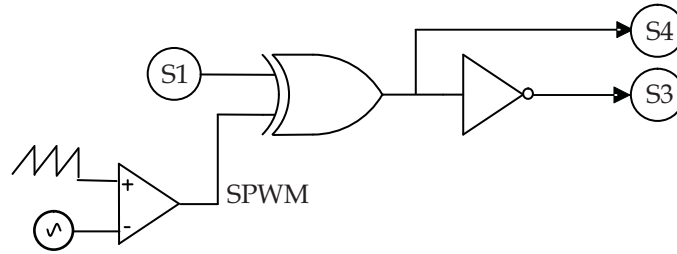


Figura 1.10: Esquemático do circuito lógico para implementar o controle por deslocamento de fase.

tação de 100kHz e com uma tensão eficaz de saída de 100V. O melhor rendimento obtido é de 85%, funcionando com potência de 80W na saída. A tensão da bateria não foi relatada em sua publicação.

A versão em ponte completa do conversor, mostrado na Fig. 1.7, é mostrada na Fig. 1.11, e foi apresentada por Ziogas em 1985 [23], utilizando resultados obtidos por simulação. A tensão de bateria utilizada foi de 48V e a tensão de saída foi de 115V eficaz. Ziogas utilizou uma freqüência de comutação de 420Hz.

Na tentativa de amenizar os problemas de comutação, apresentados pelas topologias

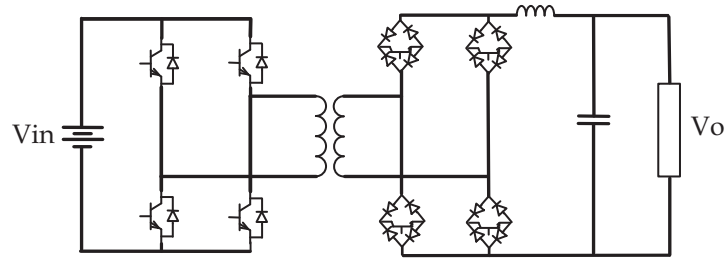


Figura 1.11: Esquemático do conversor CC-CA bidirecional baseado em conversor de frequência.

baseadas em conversores de frequência com barramento em alta frequência com dois estágios, foi proposta a topologia em três estágios, como mostra a Fig 1.12. Dividindo o conversor de frequência em dois estágios, com a adição de um elo em tensão contínua entre eles.

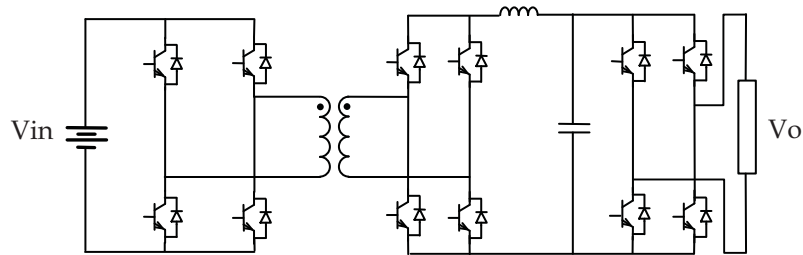


Figura 1.12: Esquemático do conversor bidirecional CC-CA em dois estágios, com elo em tensão contínua.

O que há de mais recente, nesta área, é apresentado por Kurong Wang em sua tese de doutorado *High-Frequency Quasi Single Stage (QSS) Isolated AC/DC an DC/AC Power Conversion* [24], orientada pelo professor Fred Lee em 1998 no Center for Power Electronics Systems - CPES, Virginia. Este trabalho propôs o que o autor chamou de estágio quase único, cujo diagrama esquemático pode ser visto na Fig. 1.13. Dividindo o inversor bidirecional em corrente e tensão em duas partes, adicionando um capacitor e um inter-

ruptor, em paralelo entre as estruturas, para realizar a comutação suave. O elo neste caso possui uma tensão unipolar e pulsada. É o que se pode definir como elo unipolar pulsado.

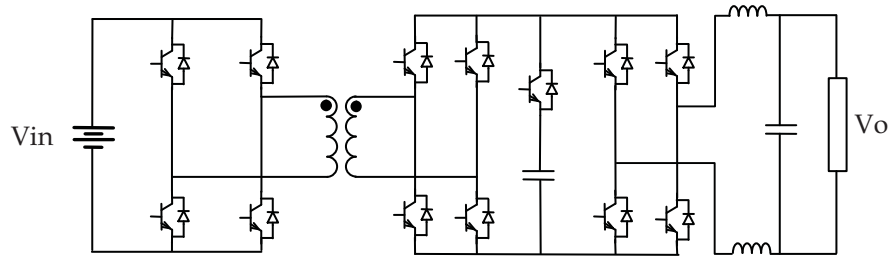


Figura 1.13: Esquemático do conversor CC-CA bidirecional em estágio 'quase único' com comutação suave.

Em uma outra linha de pesquisa, Cimador em 1990 [25] apresentou o conversor flyback de quatro quadrantes, como mostra a Fig. 1.14.

O protótipo implementado foi projetado para 50VA, e foi utilizado como gerador de 'ring'. Gerador de 'ring' é um circuito utilizado para acionar a companhia de telefones, fornecendo frequências de 19 à 26Hz.

A tensão da bateria variou de 36 à 72V e a tensão de saída variou de 65 à 86V eficaz. O rendimento obtido foi maior que 90%, não podendo operar com carga reativa devido a modulação implementada.

Seguindo a mesma linha de pesquisa proposta por Cimador, em 1993 Skinner [26] apresentou uma nova topologia CC-CA bidirecional, a qual chamou de inversor flyback operando em modo contínuo.

Skinner implementou este conversor para uma potência de 400VA, com uma frequência de comutação de 70kHz, utilizando carga resistiva.

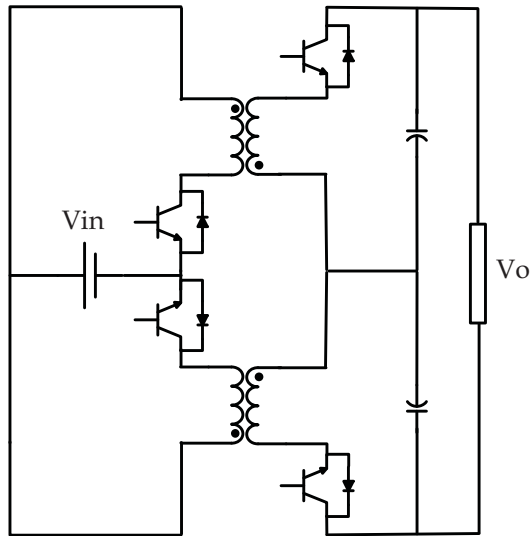


Figura 1.14: Esquemático do conversor CC-CA inversor flyback proposto por Cimador.

Este protótipo foi implementado com tensão de entrada de  $36V$ , tensão de saída alternada de  $240V$  e frequência de  $50Hz$  e está ilustrado na Fig. 1.15. O rendimento obtido não foi relatado.

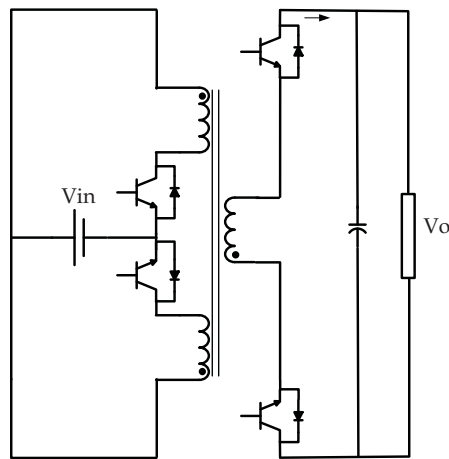


Figura 1.15: Conversor flyback CC-CA bidirecional proposto por Skinner.

Em 1999 Cáceres [27], orientado pelo prof. Ivo Barbi, apresentou o inversor Boost não isolado, dando uma importante contribuição para área.

### 1.3 A hipótese

A hipótese que se pretende provar neste trabalho surgiu por indução a partir dos conversores apresentados por Cimador [25] e por Caceres [27] é apresentada a seguir.

*“A partir da conexão diferencial de dois conversores CC-CC bidirecionais comutados em alta frequência, é possível gerar um conversor CC-CA bidirecional isolado.”*

Ou seja, serão utilizados dois conversores CC-CC's básicos para formar um conversor CC-CA com fluxo bidirecional de energia e ao mesmo tempo proporcional o isolamento galvânico.

Este trabalho propõe o uso da técnica de conexão diferencial de conversores bidirecionais, combinando a técnica de conexão diferencial de carga, referida por Erikson [28], associada à utilização de conversores CC-CC bidirecionais para compor os conversores CC-CA bidirecionais. Esta nova técnica surge da necessidade de explorar uma nova vertente de conversores, que sejam capazes de suprir as necessidades expostas na apresentação do problema, em contraposição aos conversores de múltiplos estágios que utilizam inversores.

A seguir é descrito a técnica de conexão diferencial de conversores bidirecionais. Quando uma tensão alternada é necessária, o conversor deve ser capaz de fornecer tensão em ambas as polaridades (positiva e negativa).

A partir de um conversor CC-CC bidirecional, com a variação da razão cíclica, é possível obter uma tensão contínua com uma componente senoidal. Dos conversores CC-CC bidirecionais, o buck e o boost podem produzir somente tensão positiva, enquanto o buck-boost e o Cuk, produzem somente tensão de saída negativa.

Uma tensão de saída bipolar poder ser obtida utilizando a técnica de conexão diferencial de conversores bidirecionais, como ilustrado na Fig. 1.16.

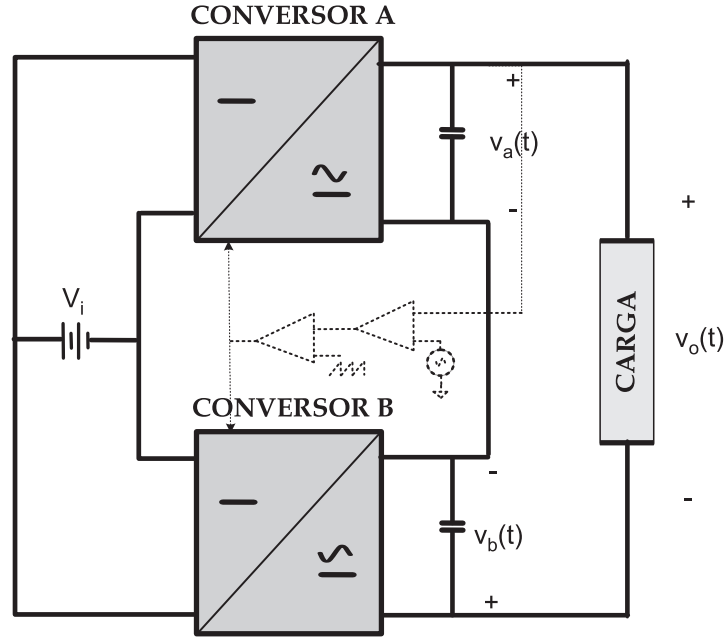


Figura 1.16: Diagrama de blocos ilustrando o princípio da geração da conexão diferencial de conversores CC-CC bidirecionais.

Se o conversor  $A$  produzir uma tensão de saída  $v_a(t)$ , e se o conversor  $B$  produzir uma tensão de saída  $v_b(t)$ , a tensão resultante é expressa pela equação (1.1).

$$v_o(t) = v_a(t) - v_b(t) \quad (1.1)$$

Para conversores baseados na topologia buck, se o conversor  $A$  for comandado com uma razão cíclica  $d(t)$ , e o conversor  $B$  for comandado com uma razão cíclica complementar  $d'(t)$ , a tensão diferencial de saída  $v_o(t)$  é expressa pela equação (1.2). Como a tensão de



entrada provém de um bateria é razoável considerá-la como constante ou seja  $V_{in}$ .

$$v_o(t) = d(t)V_{in} - d(t)'V_{in} \quad (1.2)$$

Simplificando a expressão (1.2), é obtido a expressão (1.3).

$$v_o(t) = (2d(t) - 1)V_{in} \quad (1.3)$$

A exemplo do que ocorre com a topologia buck, simplificando a equação (1.4) é possível chegar à expressão (1.5) para topologia boost.

$$v_o(t) = \frac{1}{1 - d(t)}V_{in} - \frac{1}{1 - d(t)'}V_{in} \quad (1.4)$$

$$v_o(t) = \frac{2d(t) - 1}{(1 - d(t))d(t)}V_{in} \quad (1.5)$$

Seguindo o mesmo raciocínio, para os conversores tipo buck-boost, é obtido a expressão (1.6).

$$v_o(t) = \frac{2d(t) - 1}{(1 - d(t))d(t)}V_{in} \quad (1.6)$$

## 1.4 Conclusão

Utilizando este princípio, várias topologias CC-CA baseadas nos conversores CC-CC bidirecionais podem ser geradas. Este trabalho estuda de forma mais aprofundada duas destas topologias. A primeira delas é o inversor flyback, cujo estudo detalhado é apresentado no capítulo 4, a segunda estrutura à ser estudada é o inversor SEPIC isolado, proposta neste trabalho, cujo os resultados da análise, simulações e implementação são apresentados no capítulo 5. A escolha do conversor SEPIC foi inspirada na sua capacidade de fornecer tanto a elevação como a redução da tensão de saída possibilitando um faixa maior de operação.

O objetivo principal deste trabalho é reunir, apresentar e gerar dois conversores, estudando-os em detalhes.

## Capítulo 2

# Conversores CC-CC Bidirecionais

### 2.1 Introdução

Os conversores CC-CC bidirecionais, genericamente representados na Fig. 2.1, são de fundamental importância para compor os conversores CC-CA bidirecionais. Este capítulo apresenta um conjunto possível destes conversores.

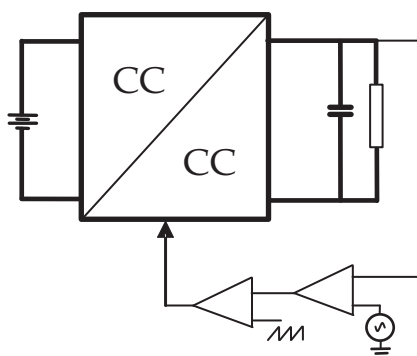


Figura 2.1: Diagrama de blocos do conversor CC-CC bidirecional.

O objetivo é o de obter topologias com fluxo bidirecional de potência que sejam capazes

de proporcionar isolamento galvânico, e ao mesmo tempo, permitir que a tensão de saída contenha uma componente senoidal de baixa frequência. Com a conexão diferencial de dois destes conversores é obtido um conversor CC-CA bidirecional, como mostra a Fig. 2.2.

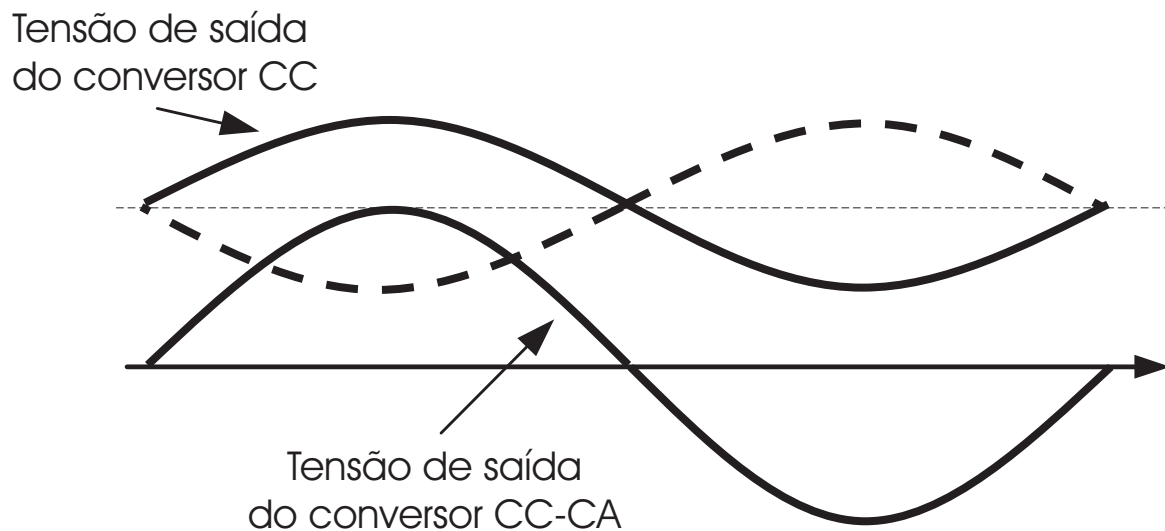


Figura 2.2: Ilustração da tensão de saída dos conversores CC-CC e CC-CA.

Neste capítulo é realizada uma análise simplificada das etapas de funcionamento dos conversores CC-CC básicos. A análise é feita considerando que a razão cíclica, tensão de entrada e tensão de saída permanecerão invariáveis no tempo.

Dentre os vários conversores apresentados na literatura, é importante distinguir entre os conversores capazes de processar energia ativa e reativa daqueles que são capazes de processarem apenas energia ativa. Os que nos interessam, são os conversores capazes de processar também energia reativa. Uma vez que, somente estes poderão ser utilizados para compor os conversores CC-CAs com capacidade de alimentar cargas do tipo reativas e não-lineares e ao mesmo tempo fornecer uma tensão senoidal.

## 2.2 Conversores CC-CC Bidirecionais Não-isolados

Os seis conversores bidirecionais básicos buck [29] [30], boost [27] [29] [30], buck-boost [31] [30], SEPIC [29] [30], Zeta [29] [30] e Cuk [29] [30] são mostrados na Fig. 2.3.

A bidirecionalidade dos conversores é garantida pela adição de um interruptor bidirecional em corrente que substitui um diodo da topologia original.

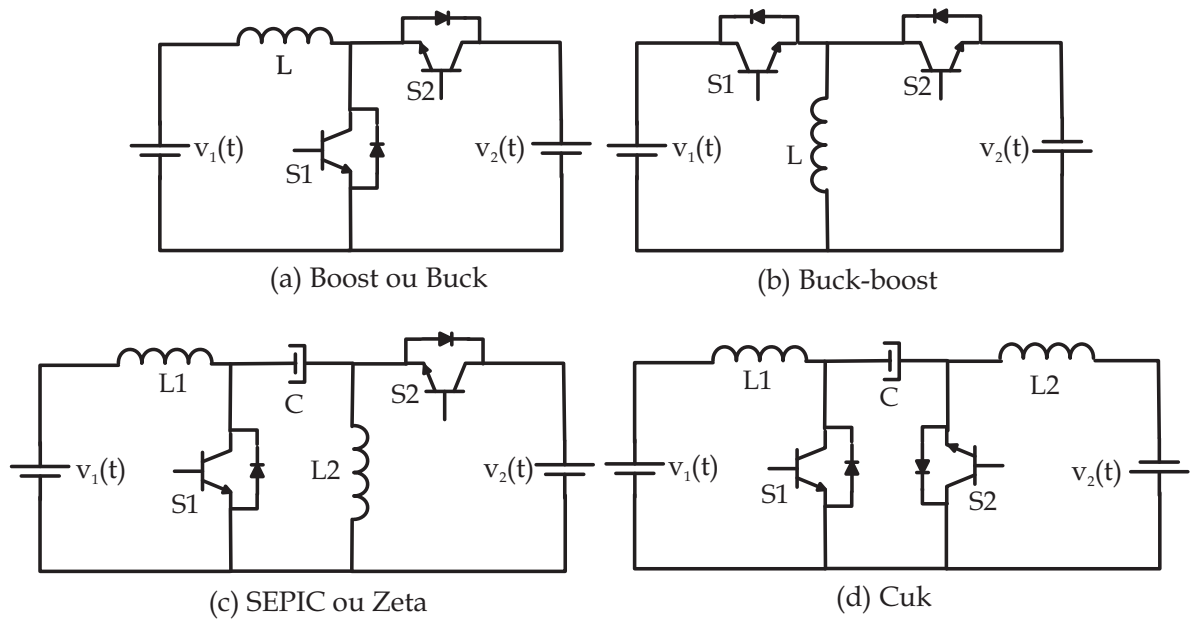


Figura 2.3: Conversores bidirecionais básicos não-isolados. a) buck ou boost, b) buck-boost, c) SEPIC ou Zeta e d) Cuk.

Dependendo das características de cada topologia, diferentes estratégias de modulação poderão ser necessárias. Isto não só para obter o isolamento desejado, mas também, para obter a componente senoidal de baixa frequência na tensão de saída.

## 2.3 Conversores CC-CC Bidirecionais Isolados em Alta Frequência

Os diagramas esquemáticos dos conversores SEPIC, Zeta, buck-boost e Cuk bidirecionais isolados são mostrados na Fig. 2.4.

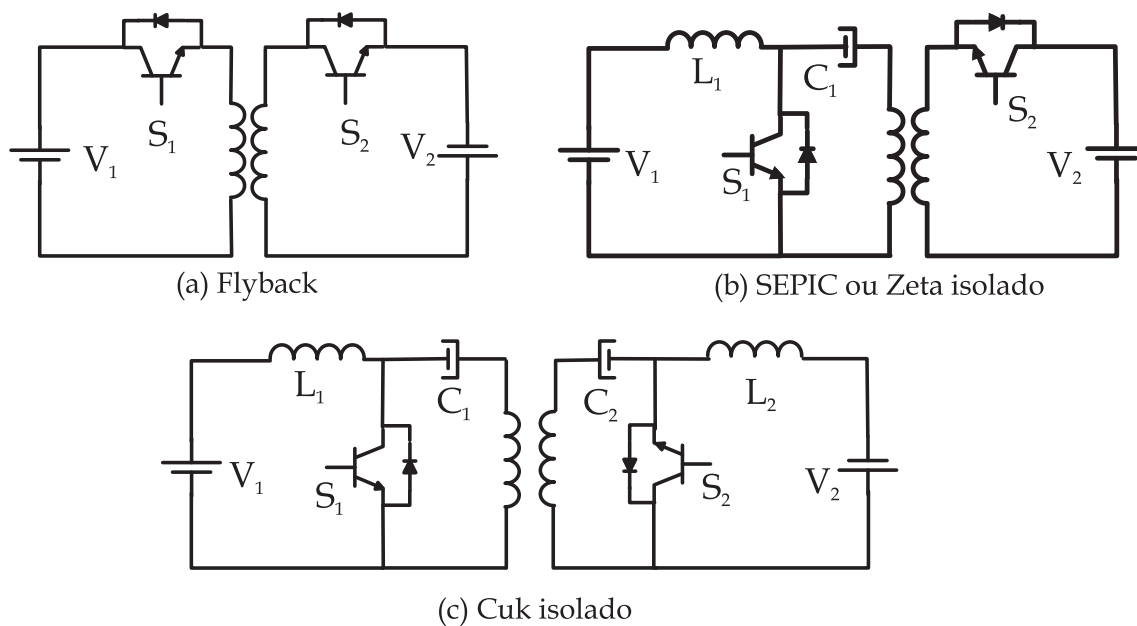


Figura 2.4: Esquemático dos conversores CC-CC bidirecionais isolados tipo: a) Flyback, b) SEPIC ou Zeta isolado e c) Cuk isolado.

## 2.4 Etapas de Funcionamento para os Conversores Bidirecionais Básicos

É feita uma análise simplificada das etapas de funcionamento, considerando que os conversores operarão em modo de condução contínua, pois para estes conversores não

existe forma de operação em modo descontínuo. Os interruptores são comandados de forma complementar, ou seja, enquanto um esta conduzindo o outro estará aberto e vice-versa. A razão cíclica será definida como o tempo em que o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir dividido pelo período de comutação, esta definição será válido para todos os conversores CC-CC apresentados neste item.

### 2.4.1 Conversor Boost ou Buck CC-CC Bidirecional

As quatro etapas de funcionamento do conversor buck ou boost bidirecional são mostradas na Fig. 2.5.

As etapas  $E_1$  e  $E_2$  são correspondentes ao modo de funcionamento como boost. Na etapa  $E_1$  a a energia, proveniente da fonte  $V_1$ , é acumulada no indutor  $L$ . Na etapa  $E_2$  a energia, proveniente de  $V_1$ , e a energia que está acumulada no indutor  $L$ , são transferidas para fonte  $V_2$ .

Nas etapas  $E_3$  e  $E_4$  o conversor funciona como buck. Sendo  $E_3$  a etapa de transferência da energia da fonte  $V_2$  para fonte  $V_1$  e de acumulação de energia no indutor  $L$  proveniente de  $V_2$ .  $E_4$  é a etapa de transferência da energia armazenada no indutor  $L$  para fonte  $V_1$ .

A partir da equação (2.1) são obtidas as expressões para o ganho do conversor boost, representado pela equação (2.2) e para o ganho buck, representado pela equação (2.3).

$$v_1(t) = (1 - d(t))v_2(t) \quad (2.1)$$

$$g_{boost} = \frac{v_2(t)}{v_1(t)} = \frac{1}{(1 - d(t))} \quad (2.2)$$

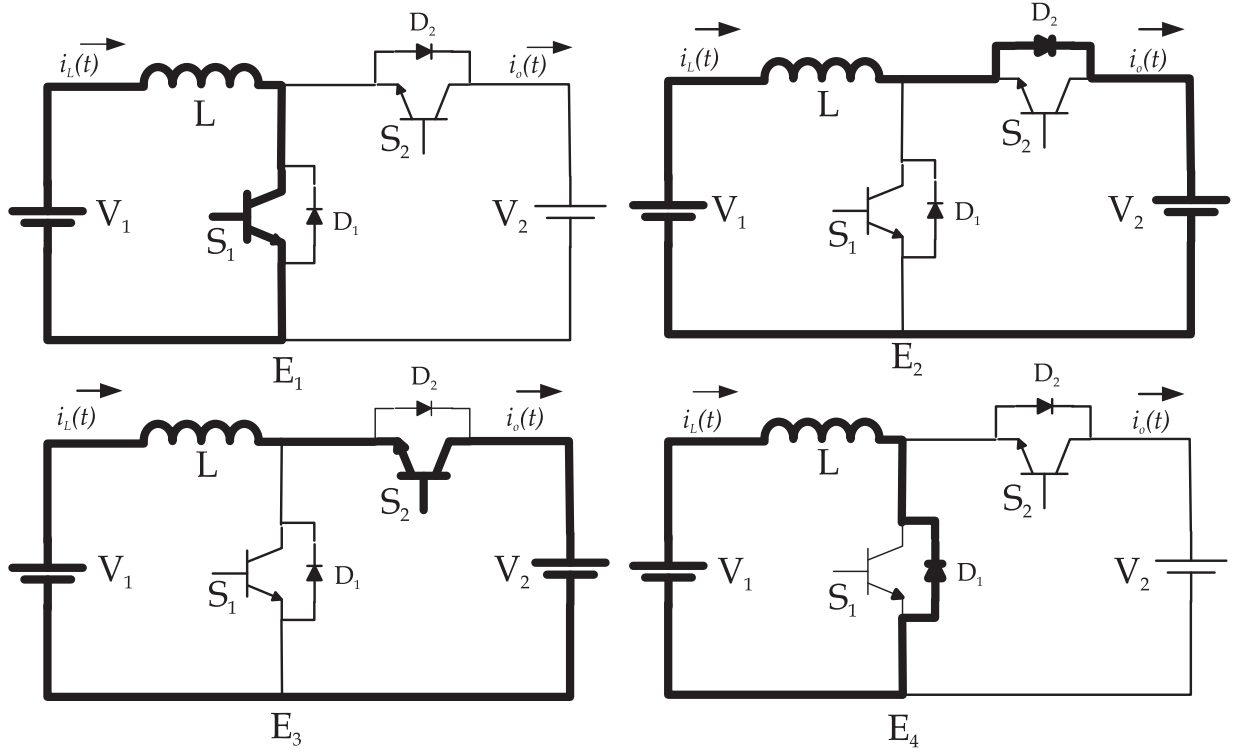


Figura 2.5: Etapas de funcionamento do conversor boost ou buck CC-CC bidirecional.

$$g_{buck} = \frac{v_1(t)}{v_2(t)} = (1 - d(t)) = d'(t) \quad (2.3)$$

Para simplificar a análise, os valores das fontes  $v_1(t)$  e  $v_2(t)$  serão considerados constantes no intervalo de tempo  $t_1 - t_2$  e terão os seguintes valores:  $v_1(t) = V_{m1}$  e  $v_2(t) = V_{m2}$ , como ilustrado na Fig. 2.6. O que muda de uma forma de funcionamento para outra é o valor médio das correntes envolvidas. Levando em conta estas considerações, são obtidas as equações (2.4), (2.5) e (2.6).

$$V_{m1} = (1 - D)V_{m2} \quad (2.4)$$

$$G_{buck} = \frac{V_{m1}}{V_{m2}} = D' \quad (2.5)$$



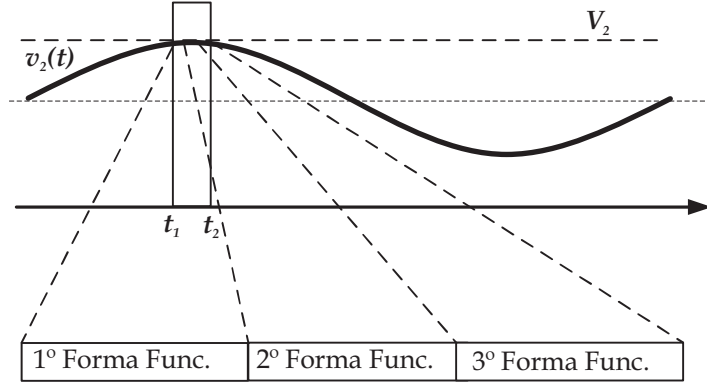


Figura 2.6: Ilustração do intervalo analisado.

$$G_{boost} = \frac{V_{m2}}{V_{m1}} = \frac{1}{(1 - D)} \quad (2.6)$$

Na primeira forma de funcionamento, ilustrada na Fig. 2.7(a), a energia é transferida da fonte  $V_1$  para fonte  $V_2$ . Isto pode ser constatado observando a corrente  $i_L(t)$ , que além de representar a corrente que flui pelo indutor  $L$  também representa a corrente fornecida pela fonte  $V_1$ . Esta corrente possui valor médio positivo, o que significa que a fonte  $V_1$  está fornecendo energia.

Na segunda forma de funcionamento, ilustrada pela Fig. 2.7(b), há uma troca de energia entre as fontes  $V_1$  e  $V_2$ . Neste caso, tanto  $V_1$  como  $V_2$  podem estar fornecendo energia. Isto dependerá do valor médio das correntes envolvidas.

Na terceira forma de funcionamento, a energia é transferida da fonte  $V_2$  para a fonte  $V_1$ . Como pode ser constatado observando a corrente  $i_L(t)$  na Fig. 2.7(c). Neste caso a corrente possui valor médio negativo.

A Fig. 2.7 mostra o comportamento das principais formas de onda nas três formas de funcionamento, dentre estas formas de ondas estão a tensão sobre o indutor  $v_L(t)$ , a

corrente que flui sobre o indutor  $i_L(t)$ , a tensão sobre o interruptor  $S_1$   $v_{S1}(t)$ , a corrente que passa pelo interruptor  $S_1$   $i_{S1}(t)$ , a tensão sobre o interruptor  $S_2$   $v_{S2}(t)$  e a corrente que flui pelo interruptor  $S_2$   $i_{S2}(t)$  etc.

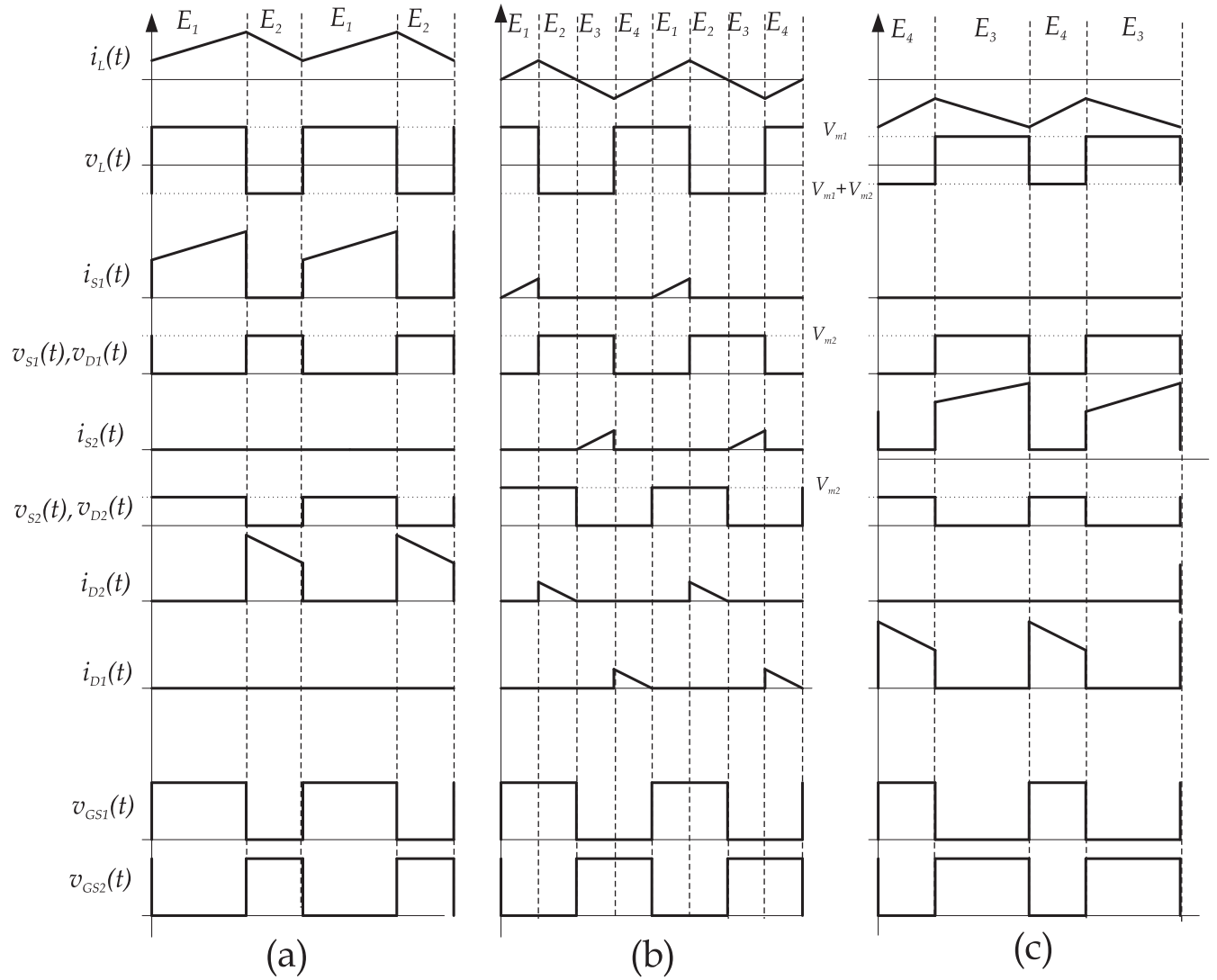


Figura 2.7: Traçado das formas de ondas do conversor bidirecional boost funcionando nos modos. a) 1º forma, b) 2º forma e c) 3º forma de funcionamento.

### 2.4.2 Conversor Buck-boost CC-CC Bidirecional

Para o conversor buck-boost CC-CC bidirecional também existem quatro etapas de funcionamento, as quais, são mostradas na Fig. 2.8.

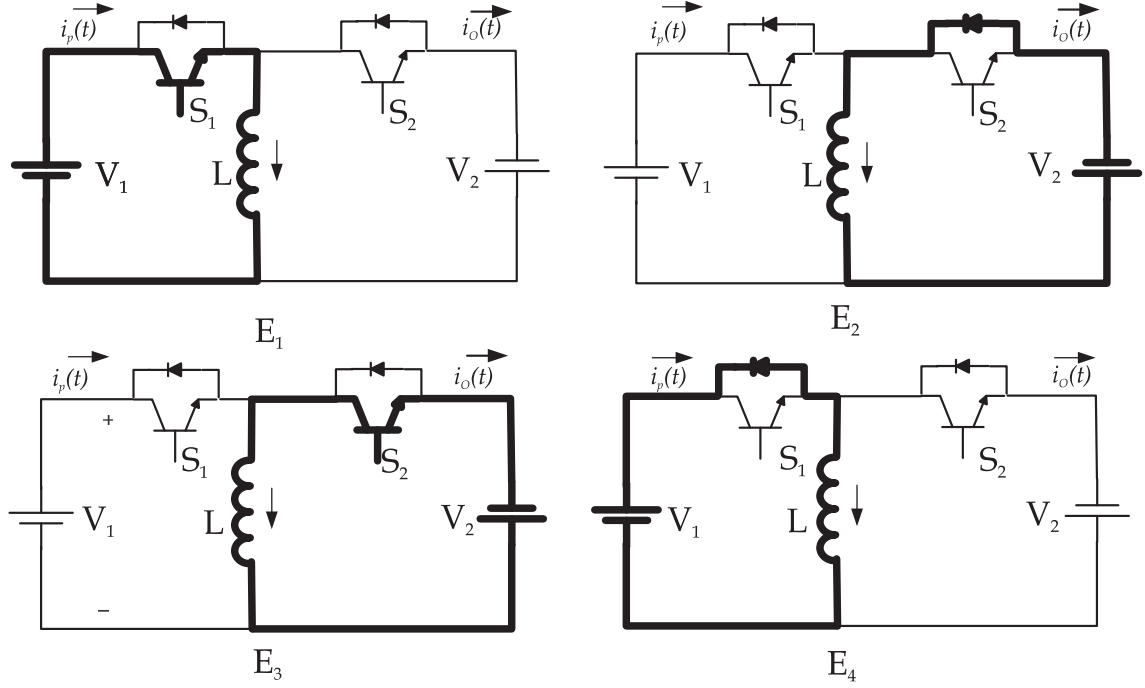


Figura 2.8: Etapas de funcionamento do conversor buck-boost bidirecional.

Como ilustra a Fig. 2.9, a transferência de energia no conversor buck-boost se dá nas etapas E<sub>1</sub> e E<sub>2</sub> onde a energia é transferida de V<sub>1</sub> para V<sub>2</sub>, como está ilustrado na Fig. 2.9(a).

Sendo E<sub>1</sub>, a etapa de acumulação de energia, proveniente da fonte V<sub>1</sub> no indutor L. E<sub>2</sub> é a etapa de transferência da energia armazenada no indutor L para fonte V<sub>2</sub>.

E<sub>3</sub> e E<sub>4</sub>, são as etapas de funcionamento onde o conversor buck-boost transfere a energia da fonte V<sub>2</sub> para fonte V<sub>1</sub>, com está ilustrado na Fig. 2.9(c). Sendo E<sub>3</sub> a etapa de

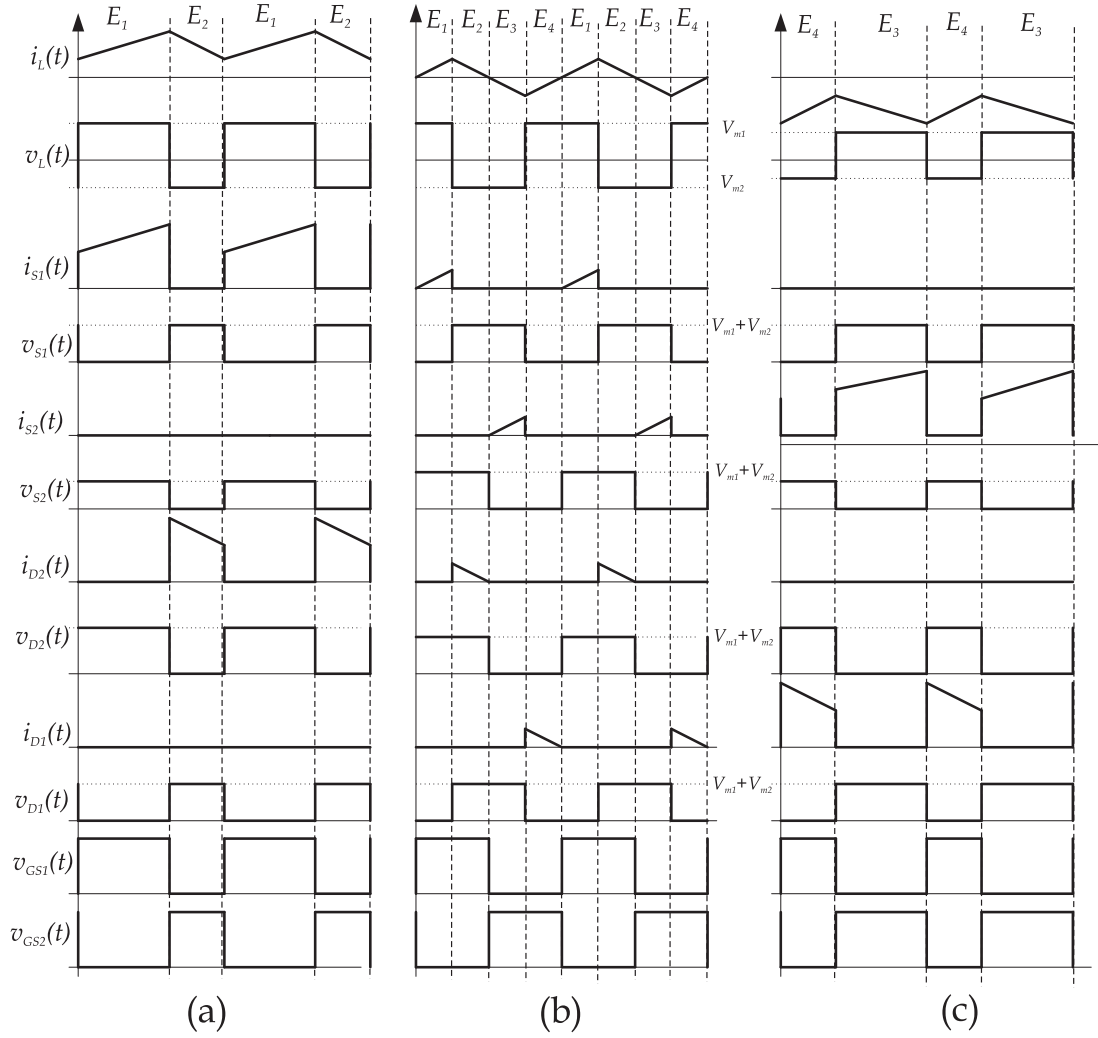


Figura 2.9: Traçado das principais formas de ondas do conversor buck-boost CC-CC bidirecional na a) 1º forma , b) 2º forma e c) 3º forma de funcionamento.

acumulação de energia no indutor  $L$ . E4 é a etapa de transferência desta energia para a fonte  $V_2$ .

É possível combinar as quatro etapas de funcionamento num único ciclo, como está ilustrado na Fig. 2.9(b). Assim as fonte  $V_1$  e  $V_2$  podem trocam energia num mesmo ciclo de comutação.

Os ganhos do conversor buck-boost CC-CC bidirecional são obtidos a partir da equação

(2.7). O ganho  $G_{buckboost1}$  é definido pela equação (2.8) e o ganho  $G_{buckboost2}$  é expresso pela equação (2.9).

$$v_1(t) = -\frac{d(t)}{1-d(t)}v_2(t) \quad (2.7)$$

$$g_{buckboost1} = \frac{v_1(t)}{v_2(t)} = -\frac{d(t)}{(1-d(t))} \quad (2.8)$$

$$g_{buckboost2} = \frac{v_2(t)}{v_1(t)} = -\frac{(1-d(t))}{d(t)} \quad (2.9)$$

São analisadas três formas de funcionamento possíveis, todas com valores médios da fontes sendo  $v_1(t) = V_{m1}$  e  $v_2(t) = V_{m2}$ . O que muda de uma forma de funcionamento para outra é o valor médio das correntes envolvidas. Levando em conta estas considerações são obtidas as equações (2.10), (2.11) e (2.12).

$$V_{m1}(t) = -\frac{D}{1-D}V_{m2} \quad (2.10)$$

$$G_{buckboost1} = \frac{V_{m1}}{V_{m2}} = \frac{D}{(1-D)} \quad (2.11)$$

$$G_{buckboost2} = \frac{V_{m2}}{V_{m1}} = \frac{(1-D)}{D} \quad (2.12)$$

Na forma de funcionamento que está ilustrada na Fig. 2.9(a), a energia é transferida da fonte  $V_1$  para fonte  $V_2$ . A  $i_{L1}(t)$  possui valor médio positivo o que significa que a fonte  $V_1$  está fornecendo energia.

Já na forma de funcionamento ilustrada pela Fig. 2.9(b), há uma troca de energia entre as fontes  $V_1$  e  $V_2$ , neste caso, tanto  $V_1$  como  $V_2$  podem estar fornecendo energia, isto

dependerá do valor médio das correntes envolvidas.

Outra forma de funcionamento é ilustrada na Fig. 2.9(c) onde a energia é transferida da fonte  $V_2$  para a fonte  $V_1$ , como pode ser constatado observando a corrente  $i_{L1}(t)$ , que possui valor médio negativo.

As principais formas de onda podem serem vistas na Fig. 2.9. Dentre estas formas de ondas estão  $v_{L1}(t)$ ,  $i_{L1}(t)$ ,  $v_{S1}(t)$ ,  $i_{S1}(t)$ ,  $v_{S2}(t)$  e  $i_{S1}(t)$  etc. A circulação de corrente através do indutor  $L_1$ , neste caso, caracteriza o modo de condução contínua, mesmo que para isto seja necessário inverter o fluxo de corrente.

### 2.4.3 Conversor SEPIC ou Zeta CC-CC Bidirecional

A exemplo dos conversores anteriores o conversor SEPIC ou Zeta também possuem quatro etapas de funcionamento, os quais são mostradas na Fig. 2.10.

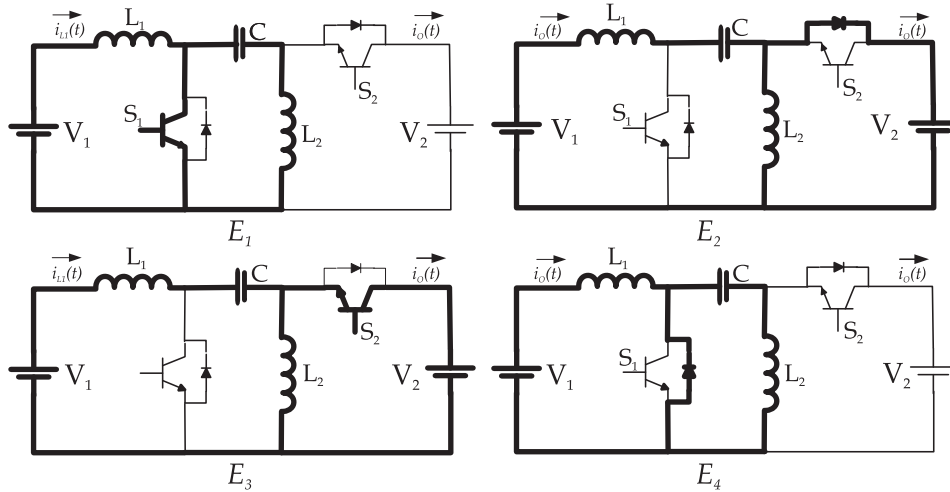


Figura 2.10: Etapas de funcionamento do conversor SEPIC ou Zeta CC-CC bidirecional.

O conversor funciona como conversor SEPIC nas etapas  $E_1$  e  $E_2$ , acumulando energia

na etapa  $E_1$  e entregando energia na etapa  $E_2$ .

Já as etapas  $E_3$  e  $E_4$ , são as etapas de funcionamento como conversor Zeta, sendo  $E_3$  a etapa de acumulação, e  $E_4$  a etapa de entrega de energia.

Partindo da equação(2.13) são obtidos os ganhos do conversor SEPIC ou Zeta CC-CC bidirecional, sendo que a equação (2.14) expressa o ganho SEPIC e a equação (2.15) expressa o ganho Zeta.

$$v_2(t) = \frac{d(t)}{1 - d(t)} v_1(t) \quad (2.13)$$

$$g_{SEPIC} = \frac{v_2(t)}{v_1(t)} = \frac{d(t)}{(1 - d(t))} \quad (2.14)$$

$$g_{Zeta} = \frac{v_1(t)}{v_2(t)} = \frac{(1 - d(t))}{d(t)} \quad (2.15)$$

Os conversores SEPIC ou Zeta também podem funcionar com três fluxos de corrente no indutor  $L_1$ , a saber, com valor médio positivo, com valor médio nulo e com valor médio negativo, como pode ser observado na Fig. 2.11(a), todas considerando a hipótese simplificativa do quase estatismo com valores médios das fontes sendo  $v_1(t) = V_{m1}$  e  $v_2(t) = V_{m2}$ .

O que muda de uma forma de funcionamento para outra é o valor médio das correntes envolvidas. Levando em conta a hipótese do quase estatismo as equações (2.13), (2.14) e (2.15) podem ser expressas segundo as equações (2.16), (2.17) e (2.18).

$$V_{m1}(t) = \frac{D}{1 - D} V_{m2} \quad (2.16)$$

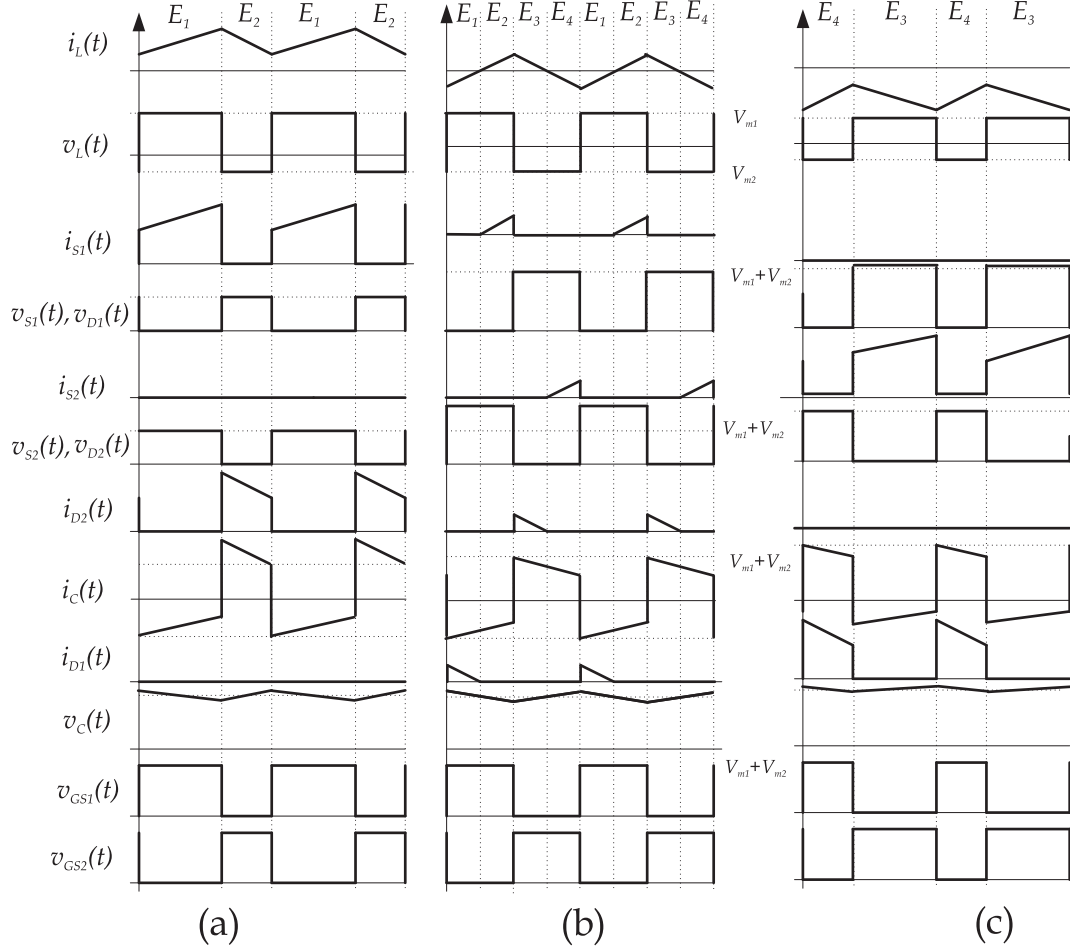


Figura 2.11: Traçado das etapas de funcionamento do conversor SEPIC ou Zeta, obtido por análise na: a) 1º forma , b) 2º forma e c) 3º forma de funcionamento.

$$G_{SEPIC} = \frac{V_{m2}}{V_{m1}} = \frac{D}{(1-D)} \quad (2.17)$$

$$G_{Zeta} = \frac{V_{m1}}{V_{m2}} = \frac{(1-D)}{D} \quad (2.18)$$

Quando a corrente em  $L_1$  é positiva como está ilustrada na Fig. 2.11(a), a energia flui da fonte  $V_1$  para fonte  $V_2$ .

Na situação onde a corrente  $L_1$  possui valores instantâneos positivos e negativos no mesmo ciclo de comutação a exemplo do que ocorre na Fig. 2.11(b), há uma troca de



energia entre as fontes  $V_1$  e  $V_2$ , neste caso tanto  $V_1$  como  $V_2$  podem estar fornecendo energia ou até mesmo não ocorrer transferência ativa de energia caso o valor médio da corrente em  $L_1$  seja nulo.

Sendo a corrente em  $i_{L1}$  negativa como ilustrada na Fig. 2.11(c) a energia é transferida da fonte  $V_2$  para a fonte  $V_1$ .

O comportamento das principais formas de onda, nas três formas de funcionamento, podem ser observadas graficamente na Fig. 2.11. As mais importantes são  $v_{L1}(t)$ ,  $i_{L1}(t)$ ,  $v_{S1}(t)$ ,  $i_{S1}(t)$ ,  $v_{S2}(t)$ ,  $i_{S1}(t)$  etc. A forma da corrente no indutor  $L_1$  caracteriza o modo de condução contínua, uma vez que não há interrupção abrupta da corrente e sim uma mudança de derivada.

#### 2.4.4 Conversor Cuk CC-CC Bidirecional

Assim como para as outras estruturas, no conversor Cuk também existem as etapas de acumulação e de transferência de energia mostradas na Fig. 2.12.

Partindo da equação (2.19) podem ser obtidos ganhos do conversor Cuk CC-CC bidirecional. Assim, o ganho  $g_{Cuk1}(t)$  será definido pela equação (2.20) e o ganho  $g_{Cuk2}(t)$  pela equação (2.21).

$$v_1(t) = -\frac{d(t)}{1-d(t)}v_2(t) \quad (2.19)$$

$$g_{Cuk1} = \frac{v_1(t)}{v_2(t)} = -\frac{d(t)}{(1-d(t))} \quad (2.20)$$

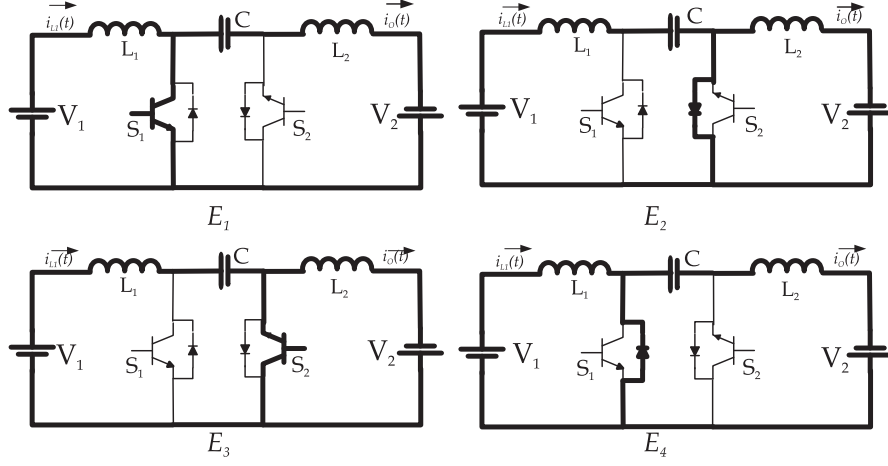


Figura 2.12: Etapas de funcionamento do conversor Cuk.

$$g_{Cuk2} = \frac{v_2(t)}{v_1(t)} = -\frac{(1-d(t))}{d(t)} \quad (2.21)$$

Um vez definido  $v_1(t) = V_{m1}$  e  $v_2(t) = V_{m2}$ , onde  $V_{m1}$  e  $V_{m2}$  são valores constantes e substituindo estas constantes nas equações (2.19), (2.20) e (2.21) pode-se obter as equações (2.22), (2.23) e (2.24) respectivamente.

$$V_{m1}(t) = -\frac{D}{1-D}V_{m2} \quad (2.22)$$

$$G_{Cuk1} = \frac{V_{m2}}{V_{m1}} = -\frac{D}{(1-D)} \quad (2.23)$$

$$G_{Cuk2} = \frac{V_{m1}}{V_{m2}} = -\frac{(1-D)}{D} \quad (2.24)$$

A exemplo do que ocorre com os outros conversores, no conversor Cuk CC-CC bidirecional também há três formas de funcionamento, hora o fluxo de energia pode estar em um sentido e hora poder estar em outro, podendo até mesmo haver fluxo médio de energia nulo, o que pode ser observado na Fig. 2.13.

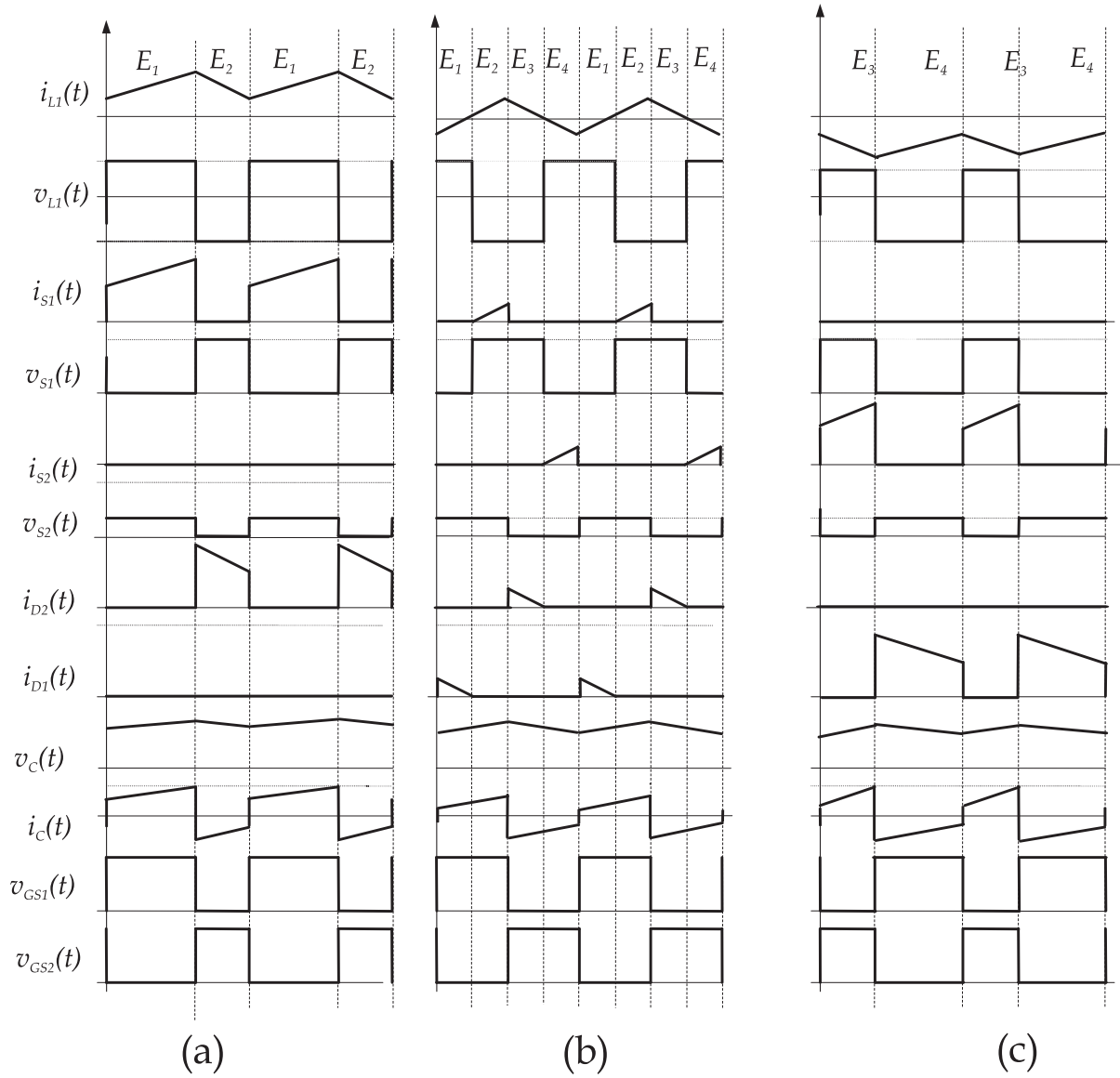


Figura 2.13: Traçado das etapas de funcionamento do conversor Cuk, obtidas por análise, funcionando na a) 1º forma , b) 2º forma e c) 3º forma de funcionamento.

## 2.5 Conclusão

As estruturas CC-CC bidirecionais isoladas e não-isoladas apresentadas neste capítulo servirão como conversores básicos para se compor os conversores CC-CA bidirecionais isolados que serão apresentados no capítulo 3.

A análise das etapas de funcionamento e das formas de funcionamento serviu para elucidar algumas características dos conversores CC-CC bidirecionais.

# Capítulo 3

## Conversores CC-CA Bidirecionais

### 3.1 Introdução

Aplicando o princípio da conexão diferencial de conversores bidirecionais, serão analisados neste capítulo os conversores CC-CA bidirecionais, que podem ser isolados em alta frequência, cujo diagrama de blocos pode ser visto na Fig. 3.1. A tensão de saída destes conversores será uma tensão senoidal de baixa frequência (50/60Hz), como ilustrado na Fig. 3.2. Assim, a partir de conversores CC-CC bidirecionais fundamentais, é possível compor os conversores CC-CA bidirecionais isolados e não-isolados. A principal vantagem deste tipo de conversor é a redução do número de interruptores empregados.

Utilizando o mesmo princípio, pode-se imaginar  $n$  conversores ligados em série, como mostra a Fig. 3.3. Cada conversor CC-CC, contribuirá com uma enésima parte da tensão de saída, pois os conversores estão ligados em paralelo na entrada e em série na saída. Este tipo de conexão pode trazer inúmeras vantagens considerando os seguintes aspectos:

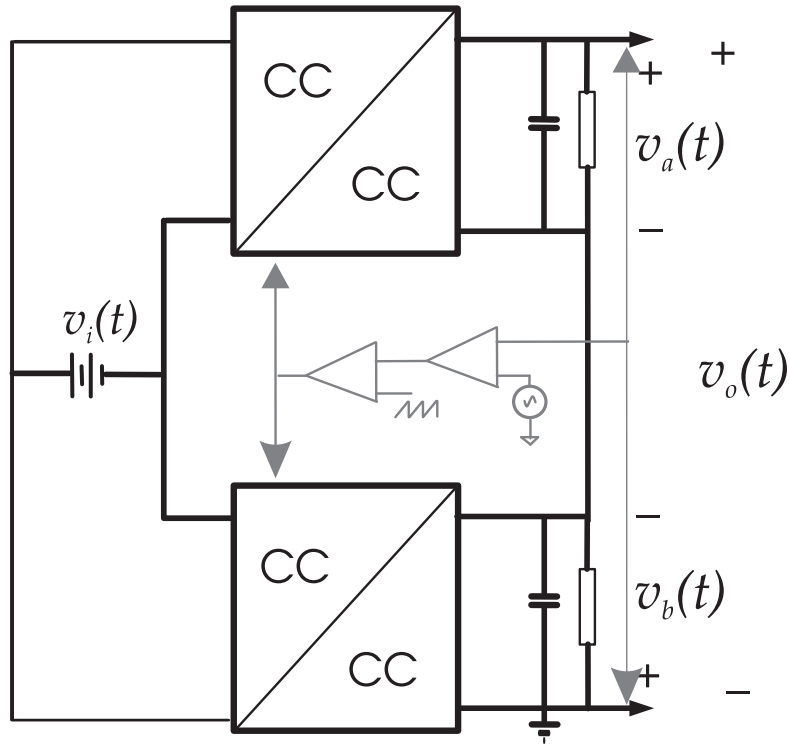


Figura 3.1: Diagrama de blocos do conversor CC-CA isolado com controle por tensão.

- a) o conversor CC-CC bidirecional é o mesmo, o que deve reduzir os custos de produção;
- b) os conversores estão ligados em série, o que dividirá sua tensão de operação de saída por  $n$ ;
- c) a redução da tensão trará vários benefícios, como: a redução de custo, pois serão utilizados componentes de menor tensão, redução da indutância de dispersão, uma vez que a relação primário/secundário da tensão será reduzida pelo denominador  $n$ , podendo chegar à relação unitária;
- d) com a redução da indutância de dispersão do transformador, as perdas podem ser reduzidas consideravelmente, assim como a sobre-tensão nos interruptores;
- e) o aumento da confiabilidade, retirando automaticamente os conversores que falha-

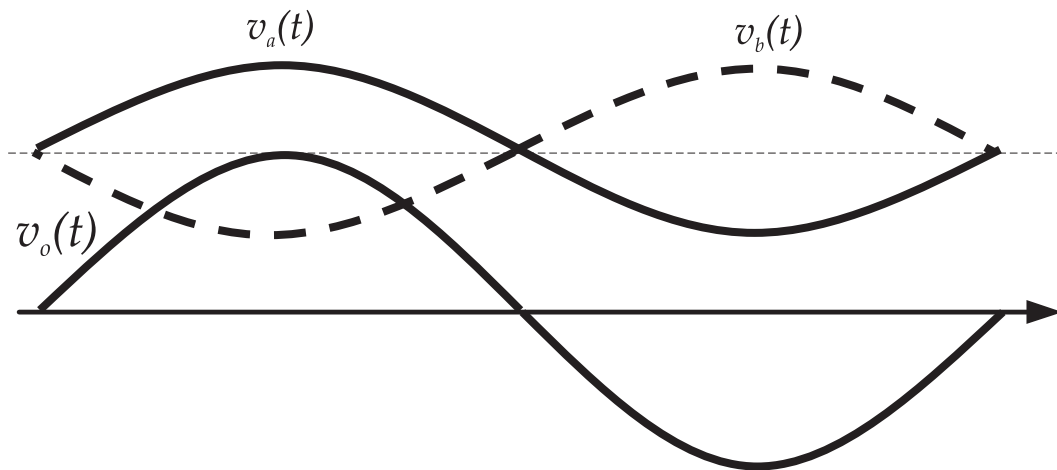


Figura 3.2: Ilustração da tensão de saída  $v_o(t)$  do conversor CC-CA.

rem, assim os conversores restantes assumirão uma enésima parte da potência processada, isto pode devido a modularidade dos conversores;

f) a manutenção ficará facilidade, pois será possível retirar um ou mais conversores do conjunto, para reparos ou substituições, sem desligar todo o equipamento;

g) com um conversor CC-CC bidirecional de baixa potência, seria possível fazer um conversor de vários kVAs.

As possíveis desvantagens seriam:

- a) O aumento das perdas por condução ao trabalhar com tensões reduzidas;
- b) Complexibilidade do controle.

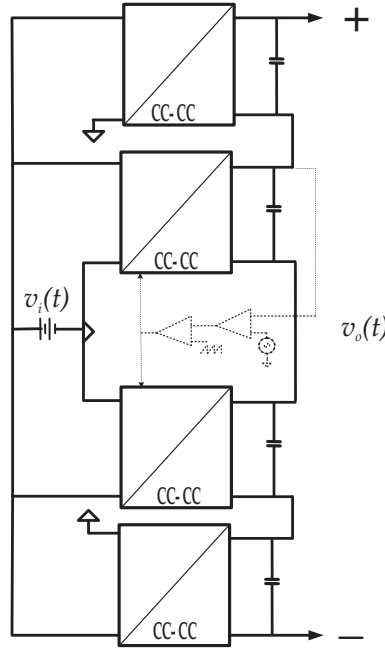


Figura 3.3: Diagrama de blocos ilustrando a aplicação do conceito de conversores com conexão de carga diferencial.

## 3.2 Conversores Não-isolados

A partir dos conversores CC-CC bidirecionais, são gerados os conversores CC-CAs. Os inversores SEPIC e Flyback serão estudados de forma mais aprofundada na continuação deste trabalho.

### 3.2.1 Conversor Boost e Buck CC-CA Bidirecional

Na Fig. 3.4 são apresentadas as topologias derivadas dos conversores buck e boost [27]. Neste caso, a isolação não é possível de ser realizada, devido a inexistência de um elemento magnético que possa ser utilizado para tal fim.



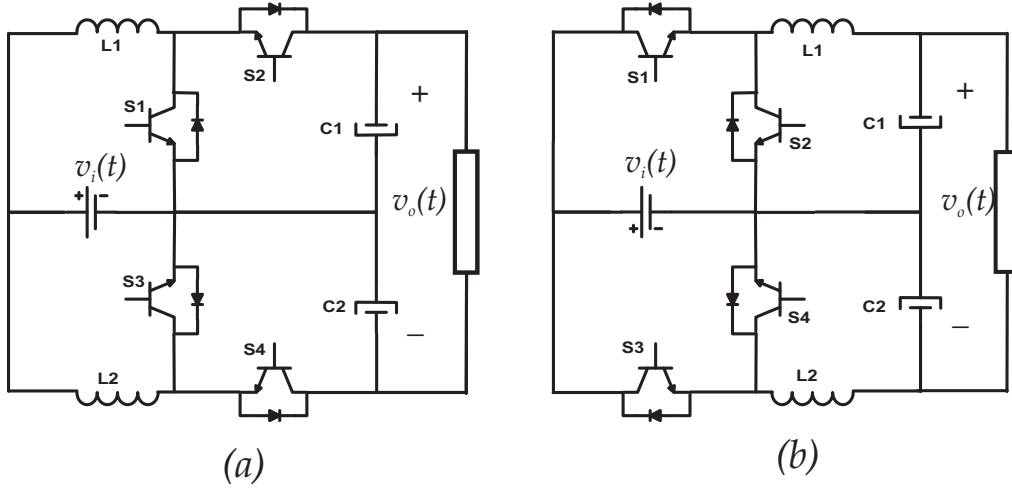


Figura 3.4: a) Esquemático do conversor boost CC-CA bidirecional, b) esquemático do conversor buck CC-CA bidirecional.

### 3.2.2 Conversor Buck-boost CC-CA Bidirecional

Na topologia buck-boost [31], mostrada na Fig. 3.5, o isolamento é facilitado, pois há um elemento magnético que poderá ser utilizado para tal. Estas topologias podem ser empregadas onde não haja a necessidade de isolação.

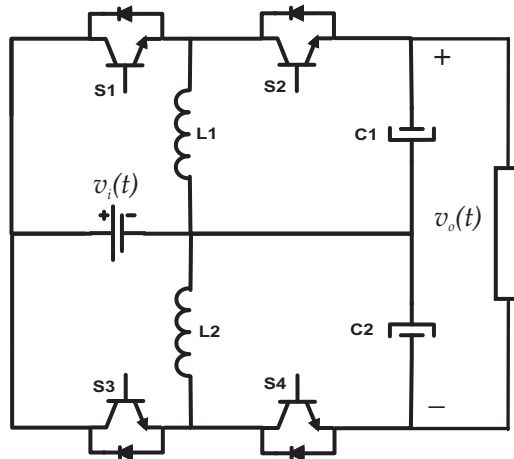


Figura 3.5: Conversor buck-boost CC-CA bidirecional.

### 3.2.3 Conversor SEPIC e Zeta CC-CA Bidirecional

Nos conversores derivados do SEPIC e do Zeta, como mostra a Fig. 3.6, também há um elemento magnético, que pode ser utilizado para realizar a isolação.

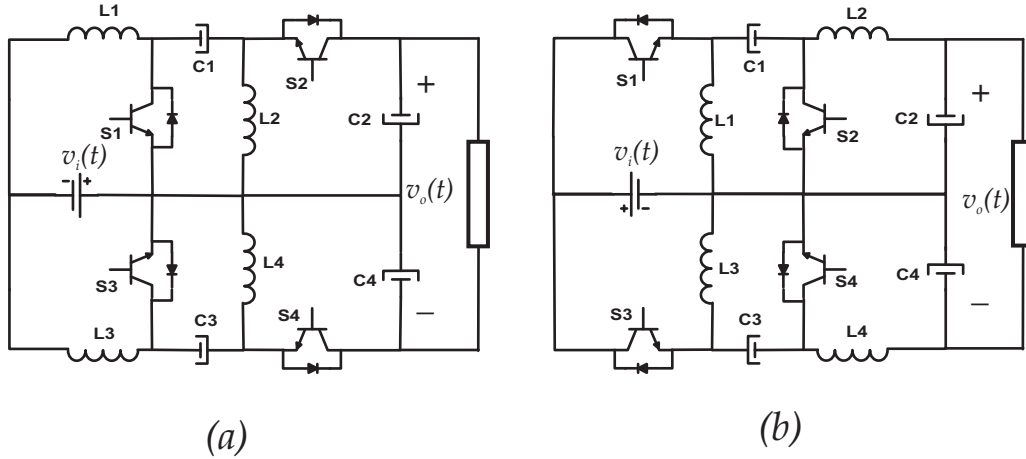


Figura 3.6: Conversores SEPIC e Zeta CC-CA bidirecionais.

### 3.2.4 Conversor Cuk CC-CA Bidirecional

O conversor Cuk, como mostra a Fig. 3.7 não é naturalmente isolável, pois não possui um componente magnético em sua estrutura original que possa ser utilizado para garantir a isolação. Porém, devido a presença dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  que garantem o bloqueio de qualquer componentes CC é possível a introdução de um transformador isolador naquele ponto com é bem conhecido.

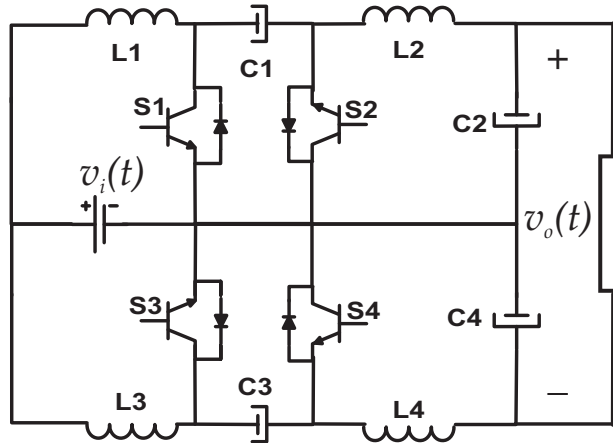


Figura 3.7: Conversor CC-CA bidirecional Cuk.

### 3.3 Conversores CC-CA Isolados

O conversor CC-CAs buck-boost isolado bidirecional ou inversor flyback bidirecional proposto por Cimador é mostrado na Fig. 3.8, será objeto de um estudo mais detalhado no capítulo 4.

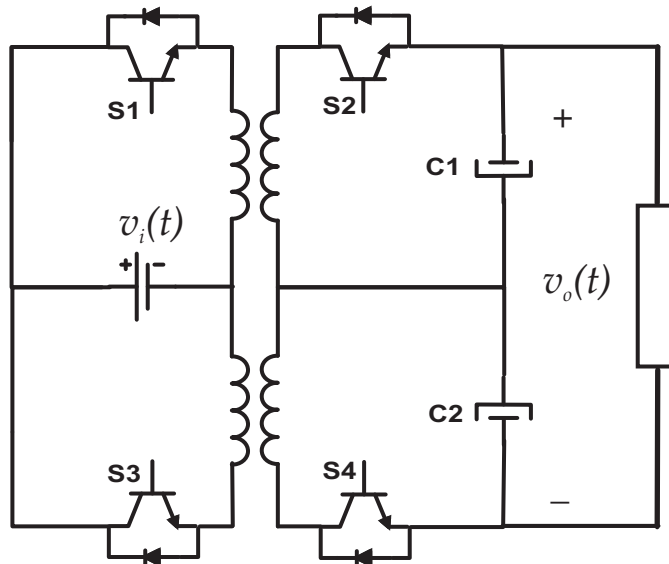


Figura 3.8: Conversor CC-CA buck-boost bidirecional isolado.

Os conversores CC-CA SEPIC e Zeta bidirecionais isolados propostos neste tese são mostrado na Fig. 3.9 e Fig. 3.10 respectivamente.

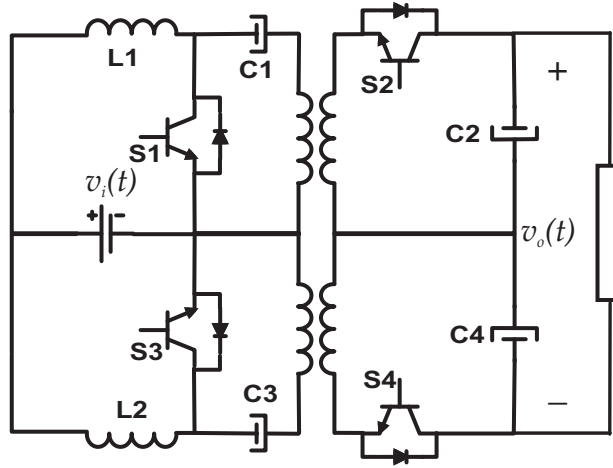


Figura 3.9: Conversor SEPIC CC-CA bidirecional isolado.

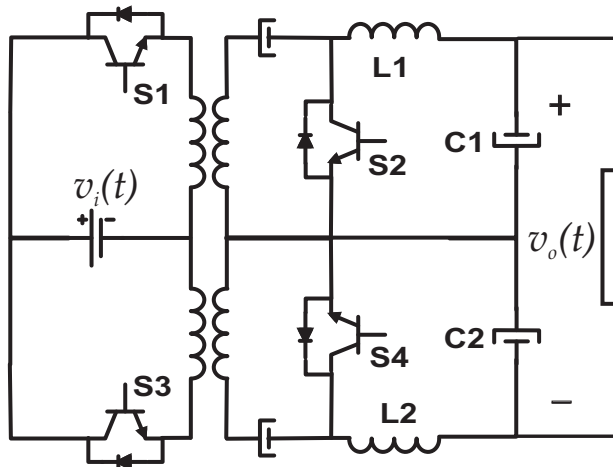


Figura 3.10: Conversor Zeta CC-CA bidirecional isolado.

O conversor Cuk CC-CA bidirecional isolado proposto, neste tese, pode ser visto na Fig. 3.11.

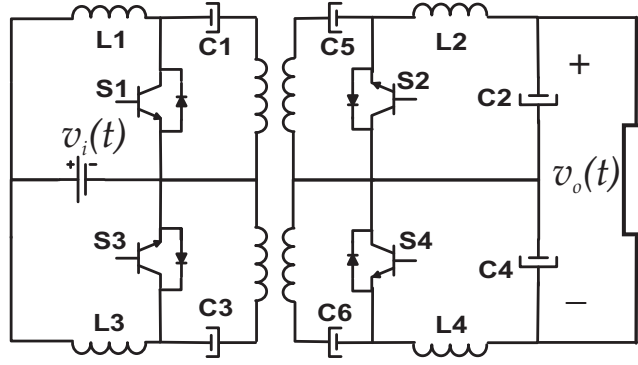


Figura 3.11: Conversor Cuk CC-CA bidirecional isolado.

### 3.4 Conclusão

Foi apresentado neste capítulo um conjunto de conversores que foram compostos baseados na hipótese proposta, ou seja, que *a partir da conexão diferencial de dois conversores CC-CC bidirecionais comutados em alta frequência, é possível gerar um conversor CC-CA bidirecional isolado*. Alguns destes conversores, poderão ser isolados, característica que é fundamental em algumas aplicações.

Vislumbra-se nestes conversores a possibilidade de se ter bidirecionalidade, inversão, retificação e isolamento. A importância destes conversores é evidenciada quando se vê relatos na literatura de inúmeros trabalhos, [1, 2, 3, 4, 5] realizados por grupos e pesquisadores, de reconhecida importância, voltados para o mesmo objetivo.

# Capítulo 4

## Conversor Flyback CC-CA

## Bidirecional

### 4.1 Introdução

Neste capítulo foi feito um estudo aprofundado sobre conversor CC-CA bidirecional Flyback apresentado por Cimador [25], o que é justificado pela falta de informações mais detalhadas sobre controle, forma de funcionamento e a resposta do conversor às cargas resistiva, capacitiva e não-linear.

### 4.2 Conversor Flyback CC-CC Bidirecional

Para o conversor flyback CC-CC bidirecional, como mostra a Fig. (4.1), é possível utilizar a modulação a dois níveis, como mostra a Fig. (4.3), pois utilizando esta modulação,

a tensão aplicada ao transformador em cada ciclo de comutação, tem valor médio nulo.

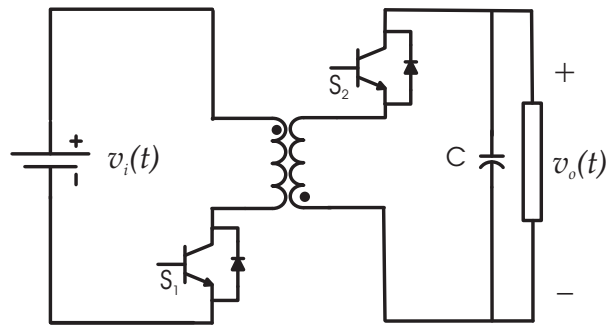


Figura 4.1: Conversor flyback CC-CC bidirecional.

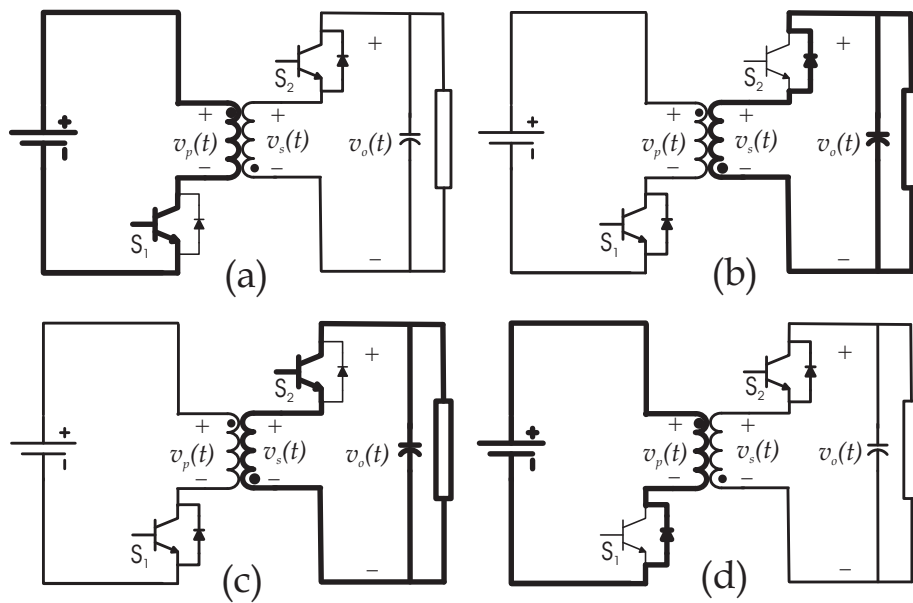


Figura 4.2: Etapas de funcionamento do conversor flyback CC-CC bidirecional.

Neste caso, o conversor flyback CC-CC bidirecional funciona em modo de condução contínua (MCC), apresentando quatro etapas de funcionamento, como mostra a Fig. (4.2).

Os interruptores são comandados de forma complementar, como pode ser observado nas tensões de gatilho  $v_{GS1}(t)$  e  $v_{GS2}(t)$  mostrada na Fig. (4.3).

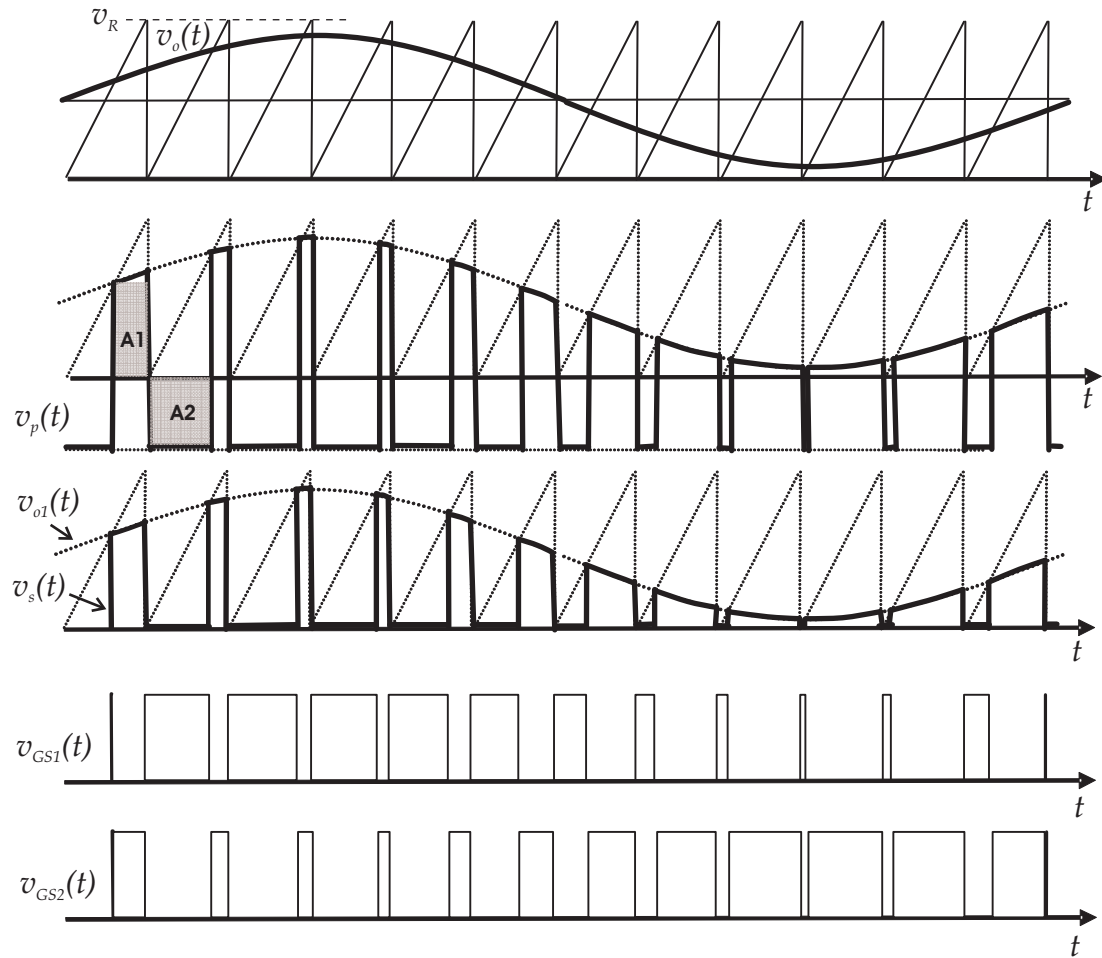


Figura 4.3: Modulação SPWM a dois níveis aplicada ao conversor flyback CC-CC bidirecional, obtida por análise.

A tensão de saída  $v_o(t)$  é unipolar e é composta somando uma componente contínua a uma componente senoidal. A tensão  $v_o1(t)$  representa a parte positiva da tensão no secundário do transformador na qual ocorre a transferência de energia.



### 4.3 Conversor Flyback CC-CC Bidirecional com Carga Resistiva

A primeira situação a ser analisada, será o conversor flyback CC-CC bidirecional funcionando com carga resistiva, como mostra a Fig. (4.4).

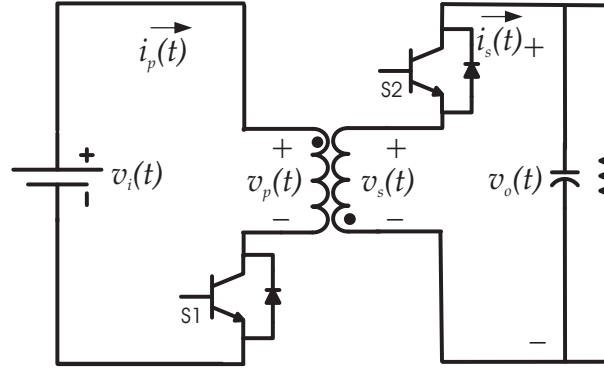


Figura 4.4: Conversor flyback CC-CC bidirecional isolado com carga resistiva.

Como a carga é resistiva e o valor do capacitor de filtro é pequeno, a corrente flui apenas em um sentido, sem haver a regeneração de energia. É possível observar que, a corrente do primário  $i_p(t)$  tem sempre valor positivo, como mostra a Fig. (4.5) e em detalhes a Fig. (4.6). Desta forma, o conversor funciona como um conversor flyback CC-CC convencional em modo de condução contínua, com duas etapas de funcionamento.

Para melhorar a visualização da corrente da bateria  $i_b(t)$ , foi acrescentado um filtro  $LC$  entre a fonte e a entrada do conversor. Assim a corrente  $i_b(t)$  é a corrente  $i_p(t)$  após passar um um filtro  $LC$ . Isto serve para todos as simulações realizadas neste capítulo.

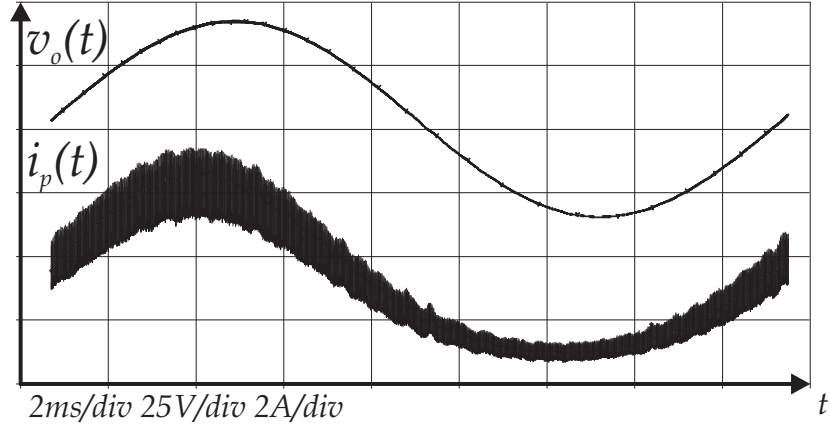


Figura 4.5: Tensão de saída  $v_o(t)$  e corrente na bateria  $i_b(t)$  após filtragem, obtida por simulação.

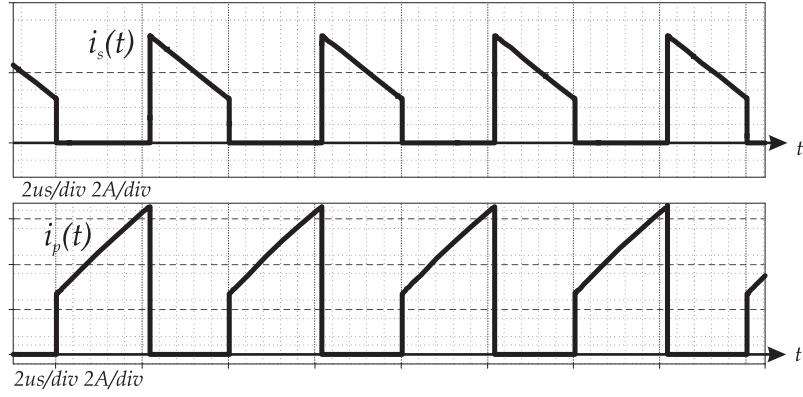


Figura 4.6: Corrente do primário  $i_p(t)$  e do secundário  $i_s(t)$ , em detalhe, obtida por simulação.

### 4.3.1 Análise de Grandes Sinais em Malha Aberta

A função de transferência estática do conversor flyback, considerando que a tensão de entrada seja constante, ou seja,  $v_i(t) = V_i$ , é dada pela expressão (4.1).

$$m(t) = \frac{v_o(t)}{V_i} = \frac{d(t)}{(1 - d(t))} \quad (4.1)$$

Isolando a razão cíclica  $d(t)$  a partir da equação (4.1) é obtida a equação (4.2).

$$d(t) = \frac{v_o(t)}{V_i + v_o(t)} \quad (4.2)$$

A tensão de saída  $v_o(t)$  deve ser uma tensão senoidal com uma componente contínua  $V_{CC}$ , como está traçada na Fig. (4.7) a partir da equação (4.3).

$$v_o(t) = V_{CC} + V_p \text{sen}(\omega t) \quad (4.3)$$

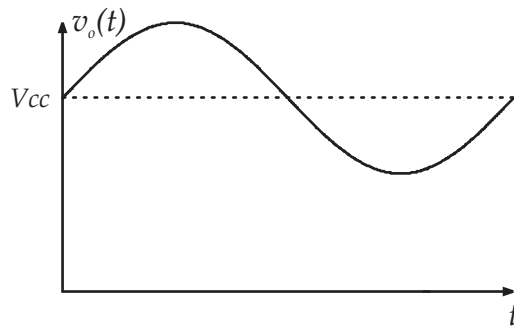


Figura 4.7: Tensão de saída do conversor.

Inserindo a equação (4.3) na equação (4.2) é obtida a equação (4.4).

$$d(t) = \frac{V_{CC} + V_p \text{sen}(\omega t)}{V_i + V_{CC} + V_p \text{sen}(\omega t)} \quad (4.4)$$

Como se trata de um conversor flyback é possível fazer com que o valor da componente contínua da tensão de saída seja igual ao valor da tensão de entrada ( $V_{CC} = V_i$ ), como está expresso na equação (4.5), a razão cíclica variará em torno de 0,5.

$$d(t) = \frac{V_{CC} + V_p \sin(\omega t)}{V_i + V_i + V_p \sin(\omega t)} \quad (4.5)$$

Simplificando a equação (4.5) é obtida a equação (4.6).

$$d(t) = \frac{V_i + V_p \sin(\omega t)}{2V_i + V_p \sin(\omega t)} \quad (4.6)$$

Através da equação (4.6) é possível concluir que a tensão de saída não possui um comportamento linear em relação à razão cíclica. Em outras palavras, para obter uma tensão senoidal com uma componente contínua na saída a razão cíclica deveria ter o formato apresentado na figura Fig. 4.8.

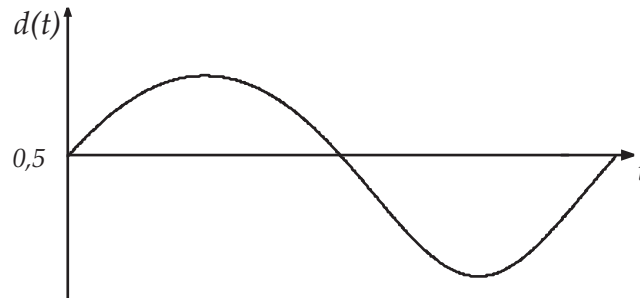


Figura 4.8: Razão cíclica para que seja obtida uma tensão senoidal com nível CC na saída.

Todo este problema pode ser resolvido com o fechamento da malha de controle. A linearização do sistema em torno de um ponto de operação e o uso de ferramentas clássicas de engenharia assim como o fechamento da malha de controle, serão melhor explicados na seção seguinte.

### 4.3.2 Linearização do Sistema

A linearização do ganho de tensão em função da razão cíclica, possibilita a utilização de ferramentas clássicas da engenharia, como a transformada de Laplace para se obter o modelo linear do sistema.

Se o conversor operar entre uma razão cíclica de 0,35 à 0,65, a linearização representará o sistema real de forma bastante aproximada, como se pode avaliar nas Fig. 4.9, que mostra a linearização da função de transferência estática do conversor. A reta de linearização do ganho estático do conversor em função da razão cíclica passa por um ponto tangente a curva do ganho estático real, estrategicamente escolhido com razão cíclica igual a  $D = 0,5$ , o que pode ser visto aa Fig. 4.10.

As distorções na tensão de saída podem ser minimizadas, desde que, a razão cíclica permanecesse em torno do ponto de operação. Esta distorção pode ser ainda menores se houver o fechamento da malha de controle. Cabe trazer à luz da discussão que o sistema trabalhará em malha fechada o que deve amenizar os efeitos da não linearidade do sistema.

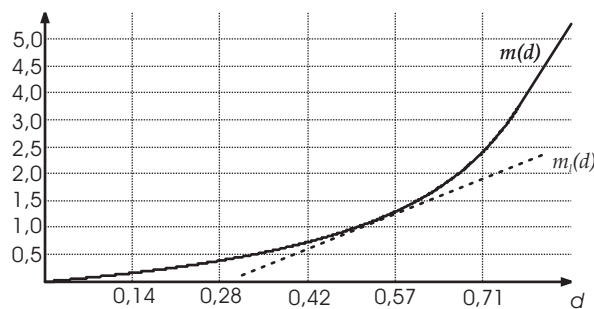


Figura 4.9: Linearização da função de transferência estática do conversor.

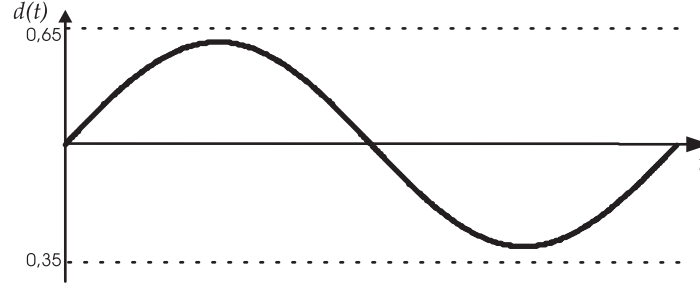


Figura 4.10: Ganho estático de tensão, tensão de saída e razão cíclica.

### 4.3.3 Função de Transferência Linearizada para Pequenas Perturbações

A função de transferência simplificada do ganho de tensão em função da razão cíclica para pequenas perturbações, ilustrada na Fig. 4.11, do inversor flyback é dada pela equação (4.7) fornecida em [31].

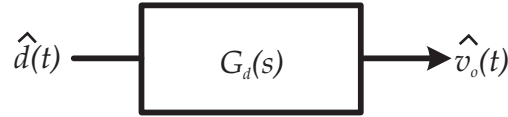


Figura 4.11: Diagrama de bloco da função transferência do conversor.

$$G_d(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = V_i \frac{(1-D)^2 \left(1 - \frac{D}{(1-D)^2} \frac{sL}{R_o}\right)}{1 + \frac{sL}{R_o} \left(\frac{1}{1-D}\right)^2 + s^2 LC \left(\frac{1}{1-D}\right)^2} \quad (4.7)$$

O ganho de tensão em função da tensão de referência para pequenas perturbações é dado pela equação (4.8).

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{ref}(s)} = \frac{V_i}{V_R} \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{(1-D)^2 \left(1 - \frac{D}{(1-D)^2} \frac{sL}{R_o}\right)}{1 + \frac{sL}{R_o} \left(\frac{1}{1-D}\right)^2 + s^2 LC \left(\frac{1}{1-D}\right)^2} \quad (4.8)$$

Onde:

$D$ , razão cíclica em um ponto de funcionamento;

$\hat{d}$ , pequena perturbação na razão cíclica;

$\hat{v}_o$ , pequena perturbação da tensão de saída do conversor;

$V_{ref}$ , pequena perturbação da tensão de referência;

$V_i$ , tensão da bateria (Tensão de entrada);

$V_R$ , valor de pico da tensão dente de serra;

$R_o$ , resistência de carga;

$C$ , capacitância do filtro de saída do conversor;

$L$ , indutância.

#### **4.3.4 Conversor Flyback CC-CC Bidirecional Funcionando a Vazio**

Neste caso o conversor flyback CC bidirecional, mostrado na Fig. 4.13, está operando realmente como um conversor bidirecional, devolvendo energia para bateria. Mesmo a vazio, o conversor precisa manter uma tensão senoidal na saída. Por este motivo, há circulação de energia reativa no conversor. Isto pode ser observado na Fig. 4.14, onde se vê nitidamente, através da corrente, a característica bidirecional do conversor. Neste modo de operação o conversor utiliza as quatro etapas de funcionamento.

Para melhor visualizar a corrente na bateria na simulação foi acrescentado um pequeno filtro  $LC$  entre a fonte e o transformador para que o valor médio da corrente na bateria pudesse ser observado com mais clareza. A partir de agora denominaremos  $i_b$  como corrente na bateria e  $i_p$  como corrente no primário.

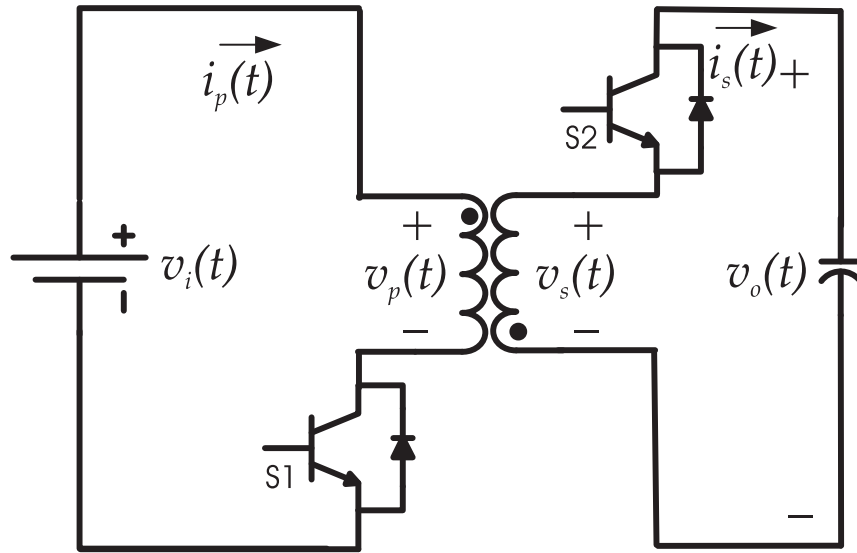


Figura 4.12: Conversor flyback CC-CC bidirecional a vazio.

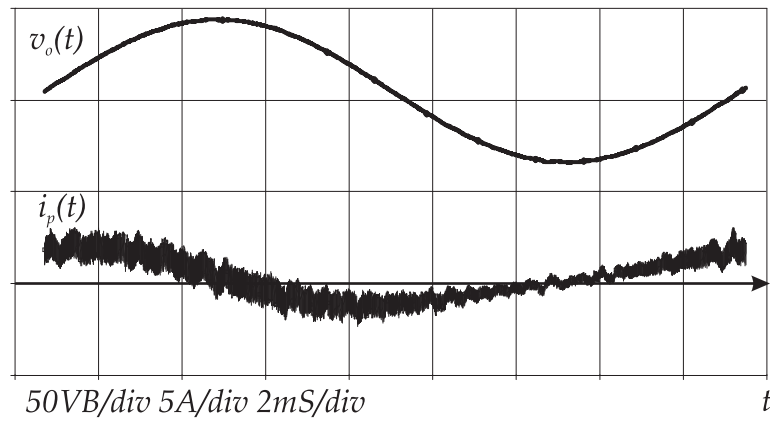


Figura 4.13: Tensão de saída  $v_o(t)$  e corrente na bateria  $i_b(t)$  após filtragem, obtido por simulação.



### 4.3.5 Conversor Flyback CC-CC Bidirecional com Carga Capacitiva

Neste caso, como mostra a Fig. 4.15, o conversor flyback CC-CC bidirecional funciona com carga capacitiva. O capacitor de carga é muito maior do que o capacitor de filtro do conversor.

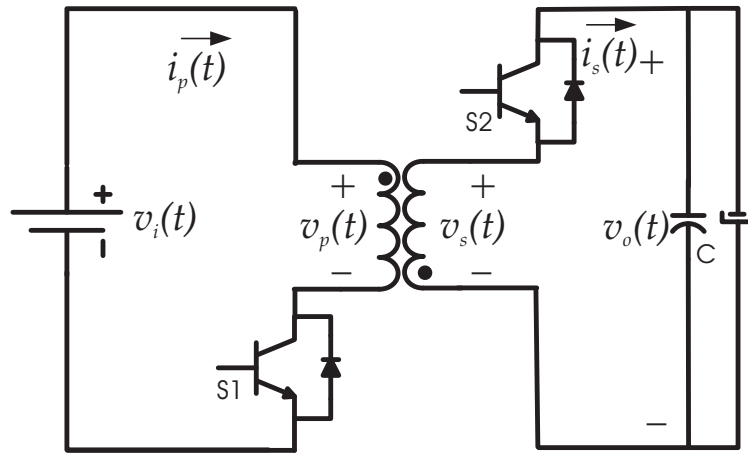


Figura 4.14: Conversor flyback CC-CC bidirecional com carga capacitiva.

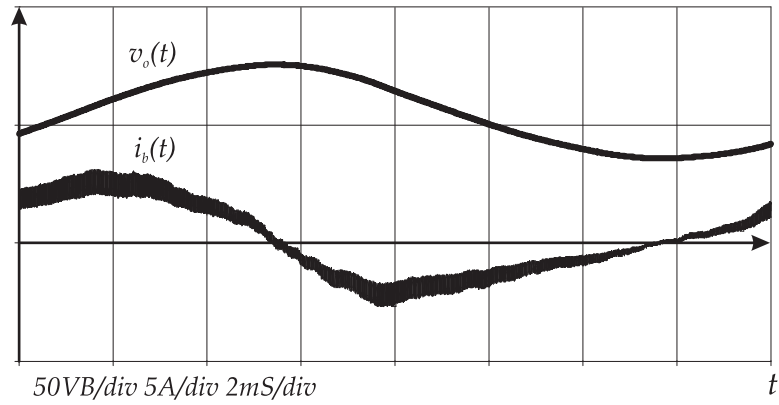


Figura 4.15: Tensão de saída  $v_o(t)$  e da corrente da bateria  $i_b(t)$ , obtidos por simulação.

Como pode ser observado na Fig. 4.16, a corrente na bateria após a filtragem, possui

baixa frequência, o que não afeta a propriedade do conversor de operar em alta frequência.

A pela Fig. 4.17 mostra detalhes a corrente no transformador e no interruptor, não ocorrendo assim o risco de saturação do mesmo.

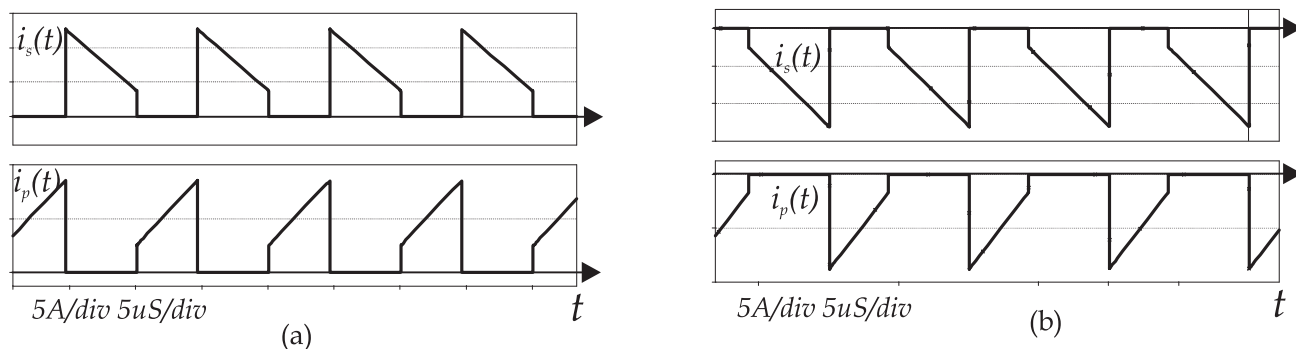


Figura 4.16: Detalhe das correntes secundário  $i_s(t)$  e no primário  $i_p(t)$ . (a) no ciclo positivo e (b) no ciclo negativo.

### 4.3.6 Conversor Flyback CC-CC Bidirecional Funcionando com Carga Não-linear com Filtro Capacitivo

Com este tipo de carga o conversor, como mostra a Fig. 4.18, fica conectado à carga somente o tempo necessário para que a tensão no capacitor do filtro alcance o valor de pico da tensão senoidal. Durante o tempo restante, o conversor opera a vazio, circulando somente a energia necessária para manter a tensão senoidal na saída.

A Fig. 4.19 mostra o tempo em que o conversor opera conectado ao filtro capacitivo e o tempo que o conversor opera a vazio.

E possível notar que para carga não linear a tensão na saída sofre um afundamento ocasionado pelo pico elevado de corrente que flui pelo conversor o que pode ser amenizado

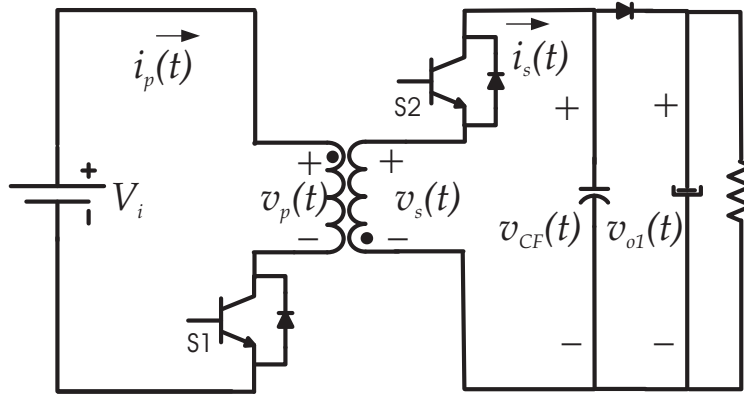


Figura 4.17: Conversor flyback bidirecional com carga não linear.

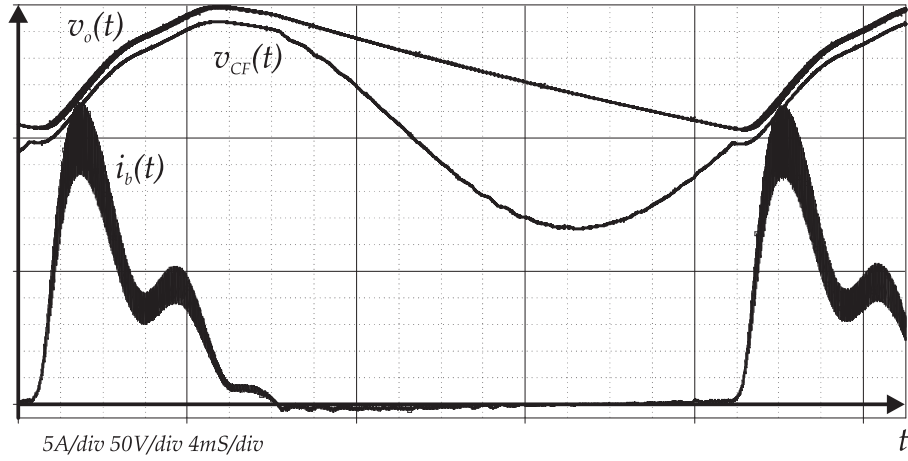


Figura 4.18: Tensões de saída  $v_o(t)$ , carga  $v_{CF}(t)$  e corrente da bateria, obtida por simulação.

com o fechamento da malha de controle.

## 4.4 Conversor Flyback CC-CA Bidirecional

O conversor flyback CC-CA bidirecional apresentado na Fig. 4.20 é composto por dois conversores flybacks CC-CC bidirecionais, utilizando o princípio da conexão diferencial. Este conversor será estudado nas próximas seções com a utilização dos vários tipos de

cargas possíveis.

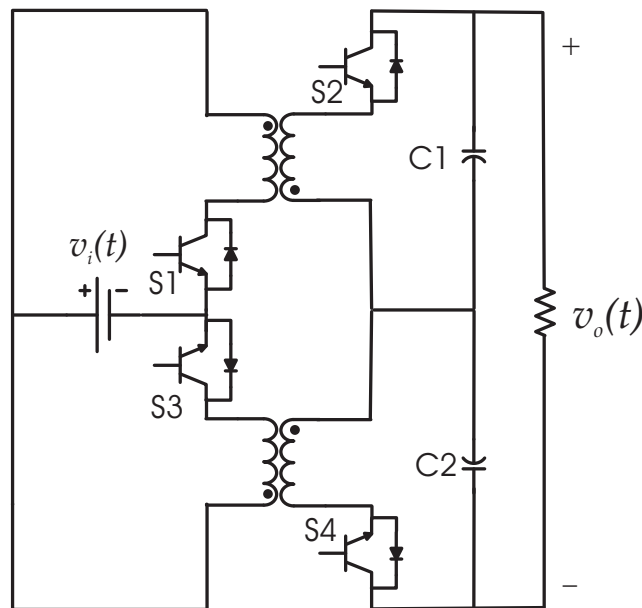


Figura 4.19: Conversor flyback CC-CA bidirecional.

#### 4.4.1 Conversor Flyback CC-CA Bidirecional Funcionando com Carga Resistiva

A primeira situação a ser analisada, será o conversor flyback CC-CA bidirecional operando com carga resistiva, como mostra a Fig. 4.20.

Como a carga é resistiva e o valor do capacitância do filtro é pequena, a corrente flui apenas em um sentido, sem haver a regeneração de energia. Como pode ser observado na Fig. 4.21, a corrente  $i_b(t)$  tem sempre valor positivo, caracterizando a ausência de carga reativa. Assim, o conversor funciona como um flyback em modo de condução contínua convencional, com duas etapas de funcionamento.

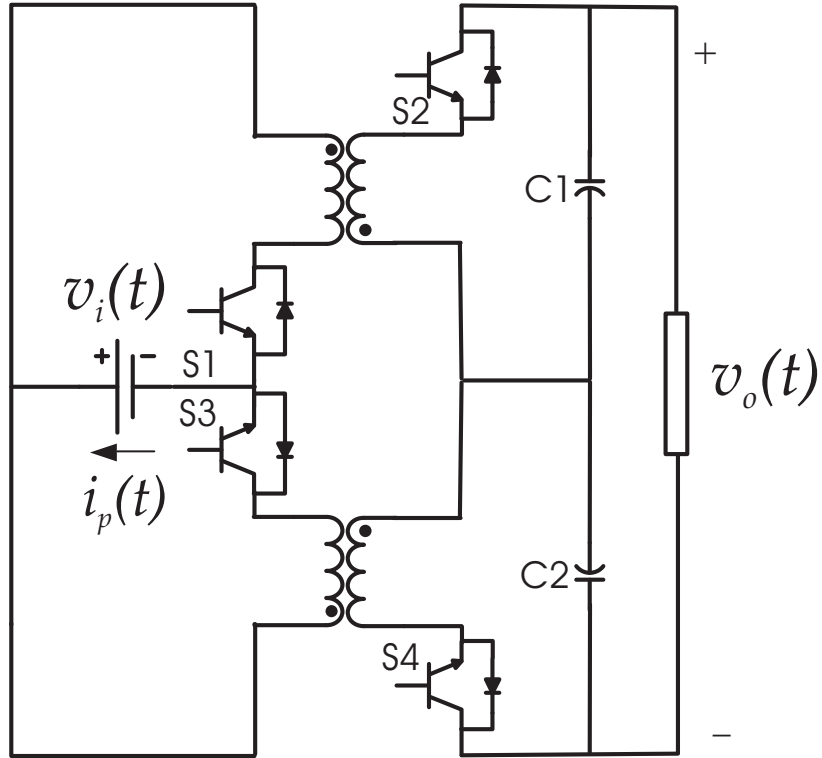


Figura 4.20: Conversor flyback CC-CA bidirecional com carga resistiva.

## 4.5 Controle do Conversor Flyback CC-CA

### Bidirecional

O controle é analisado utilizando carga resistiva. A função de transferência estática do conversor flyback é expressa pela equação (4.9), considerando a tensão de entrada constante, ou seja  $v_i(t) = V_i$ .

$$m(d(t)) = \frac{v_o(d(t))}{V_i} = \frac{d(t)}{1 - d(t)} - \frac{1 - d(t)}{d(t)} \quad (4.9)$$

Ao manipular a equação (4.9) é possível chegar a equação (4.10), que simplificada

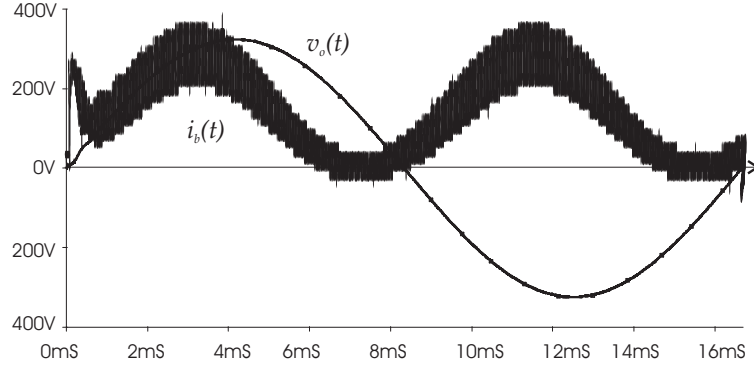


Figura 4.21: Tensão de saída  $v_o(t)$  e corrente na bateria  $i_b(t)$  após filtragem.

resulta na equação (4.11).

$$m(d(t)) = \frac{v_o(t)}{V_i} = \frac{d(t)^2 - (1 - d(t))^2}{d(t)(1 - d(t))} \quad (4.10)$$

$$m(d(t)) = \frac{v_o(t)}{V_i} = \frac{2d(t) - 1}{d(t)(1 - d(t))} \quad (4.11)$$

Com o objetivo de isolar a razão cíclica na equação (4.11), são realizados os passos descritos pelas equações (4.12) e (4.13), resolvendo a equação de segundo grau é possível obter a equação (4.14).

$$\frac{v_o(t)}{V_i} d(t)(1 - d(t)) = 2d(t) - 1 \quad (4.12)$$

$$\frac{v_o(t)}{V_i} d(t)^2 \left( 2 - \frac{v_o(t)}{V_i} \right) d(t) - 1 = 0 \quad (4.13)$$

$$d(t) = \frac{1}{2} \frac{V_i}{v_o(t)} \left( \frac{v_o(t)}{V_i} - 2 + \sqrt{\left( \frac{v_o(t)}{V_i} \right)^2 + 4} \right) \quad (4.14)$$

Da tensão de saída  $v_o(t)$  é esperado uma tensão senoidal que pode ser expressa pela

equação (4.15), cujo traçado pode ser observado na Fig. 4.23.

$$v_i(t) = V_{Psen}(\omega t) \quad (4.15)$$

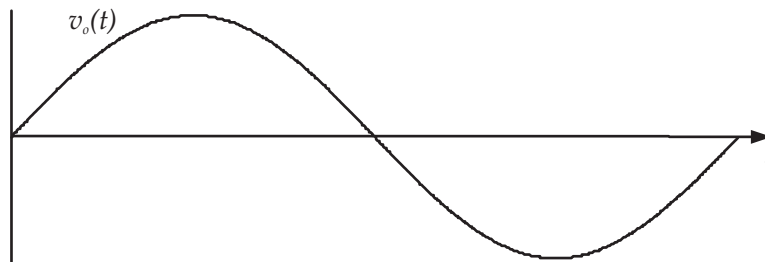


Figura 4.22: Tensão de saída do conversor.

Levando em conta o comportamento senoidal da tensão de saída a equação (4.14) pode ser re-escrita resultando em (4.16).

$$d(t) = \frac{1}{2} \frac{V_i}{V_{Psen}(\omega t)} \left( \frac{V_{Psen}(\omega t)}{V_i} - 2 + \sqrt{\left( \frac{V_{Psen}(\omega t)}{V_i} \right)^2 + 4} \right) \quad (4.16)$$

Com o traçado da equação (4.16) na Fig. 4.24, analisando o ganho de tensão traçado na Fig. 4.25 fica fácil concluir que o ganho de tensão em função da razão cíclica pode ser linearizado.

Todo este problema tem sido resolvido, classicamente, com a linearização do sistema em torno de um ponto de operação e o fechamento da malha, como melhor explicado na seção seguinte.

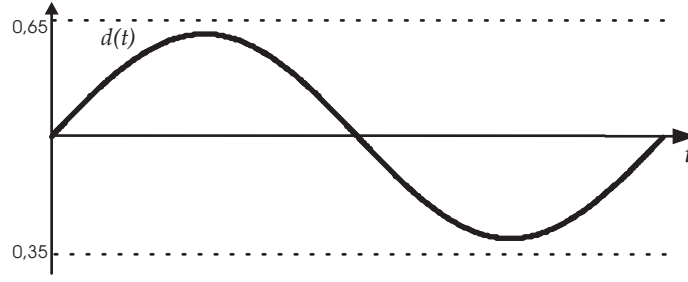


Figura 4.23: Razão cíclica para se obter a tensão senoidal com nível CC na saída.

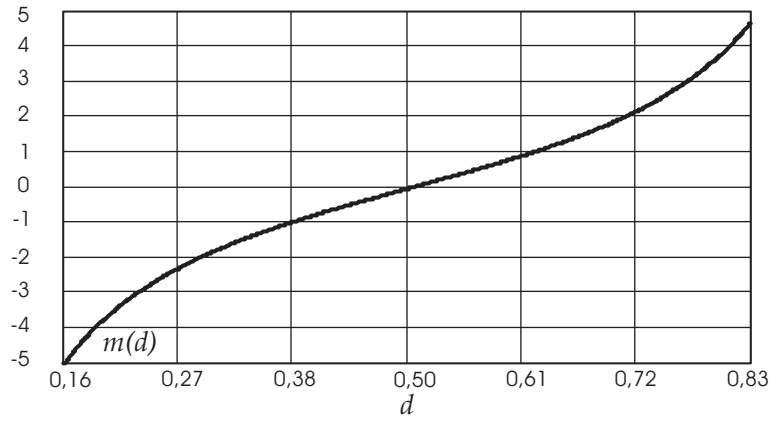


Figura 4.24: Ganho de tensão  $m(d(t))$  em função da razão cíclica  $d(t)$ .

#### 4.5.1 Linearização do Sistema

A linearização realizada em torno do ponto 0,5 da razão cíclica, cujos passos são descritos algebricamente da equação (4.17) até a equação (4.20), segue o que já foi feito para o conversor flyback isolado CC-CC. O ganho de tensão linearizado em função da razão cíclica é representado pela equação (4.22), o qual é uma reta, como pode ser observado na Fig. 4.26.

$$\frac{\partial m(d)}{\partial d} = \frac{d(1-d)^2 - 2(2d-1)(1-2d)}{(d(1-d))^2} \quad (4.17)$$



$$\frac{\partial m(d)}{\partial d} = \frac{2d(1-d) + (2d-1)^2}{d^2(1-d)^2} \quad (4.18)$$

$$\frac{\partial m(d)}{\partial d} = \frac{2(d-d^2) + 4d^2 - 4d + 1}{d^2(1-d)^2} \quad (4.19)$$

$$\frac{\partial m(d)}{\partial d} = \frac{2d^2 - 2d + 1}{d^2(1-d)^2} \quad (4.20)$$

Para um ponto de linearização igual a  $d = 0,5$ :

$$\frac{\partial m(d)}{\partial d} = 8 \quad (4.21)$$

Então:

$$m_L(d(t)) = 8d(t) - 4 \quad (4.22)$$

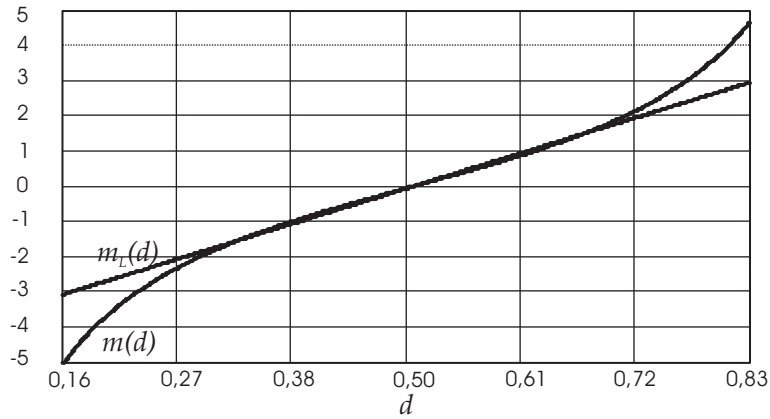


Figura 4.25: Linearização da função de transferência estática do conversor.

Comparando o modelo linearizado com o modelo não-linear, é possível observar na Fig. 4.26 que há precisão na reprodução do modelo não-linear dentro de uma faixa de operação. Isolando a razão cíclica na equação (4.22) é obtida a expressão (4.23).

$$d_L(t) = \frac{V_P}{8V_i} \text{sen}(\omega t) + 0,5 \quad (4.23)$$

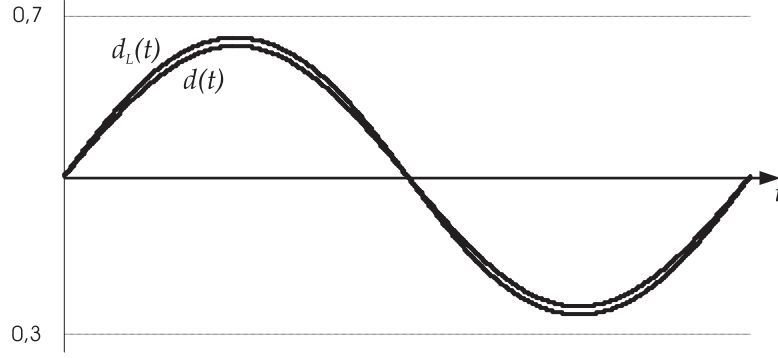


Figura 4.26: Comparação entre a razão cíclica  $d(t)$  e razão cíclica linearizado  $d_L(t)$ .

Como mostra a Fig. 4.27, há uma região bastante ampla ( $0,3 \leq d(t) \leq 0,7$ ) onde o comportamento da tensão de saída permanece linear em função da razão cíclica.

#### 4.5.2 Função de Transferência Linearizada para Pequenas Perturbações

O modelo é obtido para o modo de condução contínuo (MCC). A função de transferência do inversor flyback, representada pela Fig. 4.28, é dada pela equação (4.24), obtida da referência [31].

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{X_3 s^3 + X_2 s^2 + X_1 s^1 + X_o}{Y_4 s^4 + Y_3 s^3 + Y_2 s^2 + Y_1 s^1 + Y_0} \quad (4.24)$$

Os coeficientes da equação (4.24) são expressos pelas equações de (4.25) à (4.38).

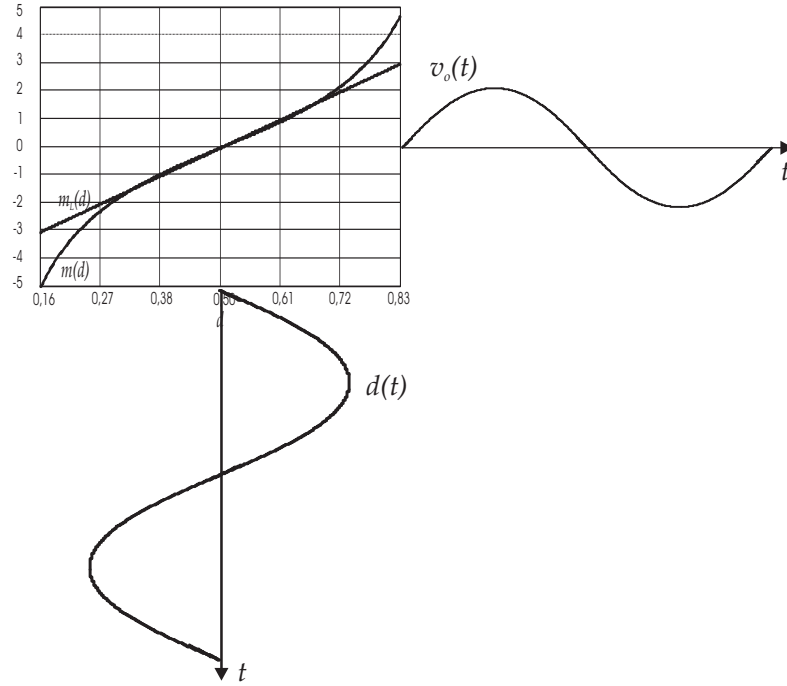


Figura 4.27: Tensão de saída  $v_o(t)$  em função da razão cíclica  $d(t)$ .

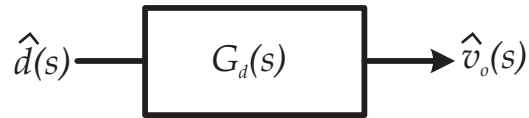


Figura 4.28: Diagrama de bloco da função transferência do conversor.

$$X_3 = (I_a + I_b)CL^2 \quad (4.25)$$

$$X_2 = (DV_b + (D - 1)V_a)CL \quad (4.26)$$

$$X_1 = (I_a D^2 + I_b(1 - D)^2)L \quad (4.27)$$

$$X_0 = ((1 - D)V_b - DV_a)(1 - D)D \quad (4.28)$$

$$Y_4 = RL^2C^2 \quad (4.29)$$

$$Y_3 = 2LC \quad (4.30)$$

$$Y_2 = RLC(1 - D + 2D^2) \quad (4.31)$$

$$Y_1 = L(1 - 2D + 2D^2) \quad (4.32)$$

$$Y_0 = RD^2(1 - D)^2 \quad (4.33)$$

$$V_a = \frac{V_i}{1 - D} \quad (4.34)$$

$$V_b = -\frac{V_i}{D} \quad (4.35)$$

$$V_o = V_i \frac{2D - 1}{D(1 - D)} \quad (4.36)$$

$$I_a = \frac{V_i}{R} \frac{2D - 1}{D(1 - D)^2} \quad (4.37)$$

$$I_b = \frac{V_i}{R} \frac{2D - 1}{D^2(1 - D)} \quad (4.38)$$

Onde:

$D$ , razão cíclica;

$\hat{d}$ , pequena perturbação na razão cíclica;

$\hat{v}_o$ , pequena perturbação da tensão de saída do conversor;

$v_{ref}$ , pequena perturbação da tensão de referência;

$V_i$ , tensão da bateria (tensão de entrada);

$V_R$ , valor de pico da tensão dente de serra;

$R_o$ , resistência de carga;

$C$ , capacitância do filtro de saída do conversor;

$L$ , indutância.

### 4.5.3 Projeto do Controle do Conversor Flyback CC-CA

#### Bidirecional

Mais uma vez se faz necessário, linearizar o ganho estático do inversor flyback para que se possa trabalhar com modelos lineares.

O ganho do conversor é expresso pela expressão (4.9) que está sendo re-apresentada na equação (4.39) para facilitar a leitura.

$$m(d(t)) = \frac{v_o(t)}{V_i} = \frac{2d(t) - 1}{d(t)(1 - d(t))} \quad (4.39)$$

Como pode ser constatado através da equação (4.39), o modelo matemático não é linear, assim a expressão (4.39) é linearizada resultando na equação (4.22) que está sendo re-apresentada em (4.40) para simplificar a leitura deste documento.

$$m_L(d(t)) = 8d(t) - 4 \quad (4.40)$$

O erro ocasionado pela linearização, representado pela equação (4.41), é obtido subtraindo a equação do modelo não linear da equação do modelo linearizado.

$$e(d(t)) = m(d(t)) - m_L(d(t)) \quad (4.41)$$

Observando o gráfico da Fig. 4.29, pode ser determinada a região da razão cíclica onde o modelo linear tenha um menor erro.

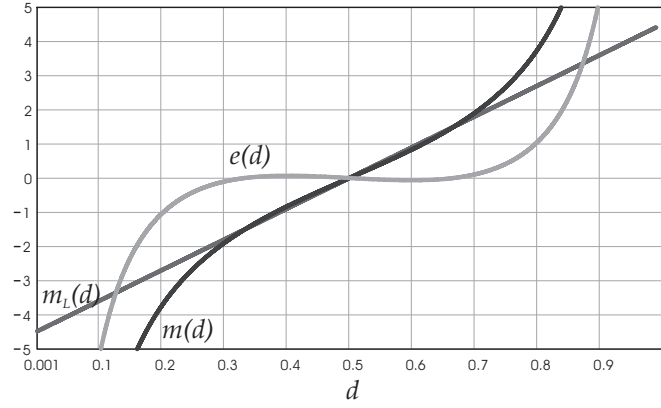


Figura 4.29: Ganho estático não linearizado  $m(d)$ , linearizado  $m_L(d)$  e o erro  $e(d)$ .

Ao ser isolada a razão cíclica na expressão (4.40) é obtida a equação (4.42).

$$d(t) = \frac{v_o(t)}{8v_i(t)} + 0,5 \quad (4.42)$$

A tensão de saída deve seguir uma referência que a partir de agora denominaremos  $v_{ref}$  que pode ser representada pela equação (4.43).

$$v_{ref}(t) = V_P \sin(2\pi ft) \quad (4.43)$$

Sendo a tensão de entrada constante  $v_i(t) = V_i$  e substituindo a tensão de referência

$v_{ref}(t)$  no lugar de  $v_o(t)$ , é possível deduzir a equação (4.44) traçada na Fig. 4.30.

$$d(t) = \frac{v_{ref}(t)}{8V_i} + 0,5 = \hat{d}(t) + D \quad (4.44)$$

A equação (4.45) representa a variação da razão cíclica em torno do ponto médio.

$$\hat{d}(t) = \frac{v_{ref}(t)}{8V_i} \quad (4.45)$$

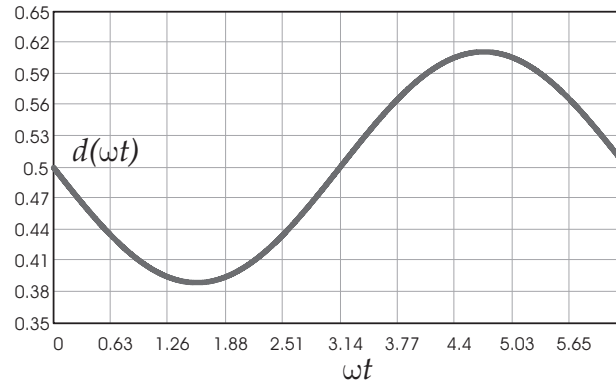


Figura 4.30: Razão cíclica  $d(t)$ .

Após analisar a equação (4.24) numericamente, a função de transferência da variação tensão de saída pela variação da razão cíclica do inversor flyback, representada pelo diagrama de bloco na Fig. 4.31, é reduzida à equação (4.46) .

$$G(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-RX_4}{Y_3s^2 + Y_4s + Y_5} \quad (4.46)$$

A função de transferência da variação da tensão de saída pela variação da tensão de referência, para pequenas perturbações, é expressa pela equação (4.47) sendo representada



Figura 4.31: Diagrama de bloco da função de transferência.

no diagrama de bloco na Fig. 4.32.

$$G_{vsimpl}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{ref}(s)} = \frac{-8RX_4V_i}{Y_3S^2 + Y_4s + Y_5} \quad (4.47)$$

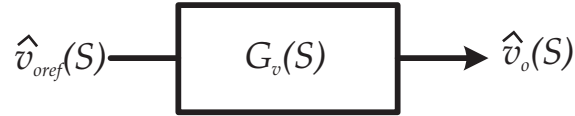


Figura 4.32: Diagrama de bloco da função de transferência  $G(s)$ .

Os coeficientes da equação (4.47) estão expressos pelas equações de (4.48) à (4.54).

$$X_4 = ((1 - D)V_b - DV_a)(1 - D)D \quad (4.48)$$

$$Y_3 = RCL(1 - 2D + 2D^2) \quad (4.49)$$

$$Y_4 = L(1 - 2D + 2D^2) \quad (4.50)$$

$$Y_5 = RD^2(1 - D)^2 \quad (4.51)$$

$$V_a = \frac{V_i}{1 - D} \quad (4.52)$$

$$V_b = -\frac{V_i}{D} \quad (4.53)$$



$$I_a = \frac{(2D - 1)V_i}{D^2(1 - D)^2 R} \quad (4.54)$$

O diagrama de bode, tanto da função completa  $G_v$  como da função de transferência simplificada  $G_{vsimpl}$ , foram traçados na Fig. 4.33. Ao comparar os dois gráficos é possível ver que os dois modelos estão bastante próximos, validando o modelo simplificado.

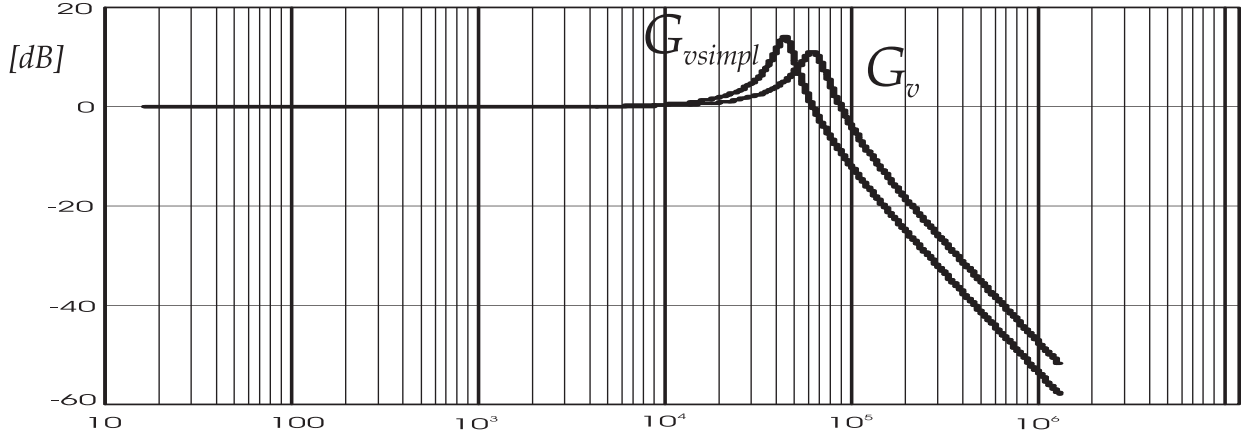


Figura 4.33: Funções de transferência  $G_v(s)$  e  $G_{vsimpl}(s)$  simplificada.

A fase do sistema foi traçado na Fig. 4.34, tendo também um boa aproximação entre os modelos.

A partir de agora são mostrados alguns detalhes referentes ao projeto do controlador proporcional integral. A equação (4.55) é extraída analisando o diagrama esquemático da Fig. 4.35.

$$\hat{v}_c = \left(1 - \frac{Z_2}{Z_1}\right) v_{ref}(s) - \frac{Z_2}{Z_1} \hat{v}_o(s) \quad (4.55)$$

Como a tensão de referência  $v_{ref}(s)$  é constante e considerando apenas os efeito da perturbação ao simplificar a equação (4.56) é obtida a equação (4.56).

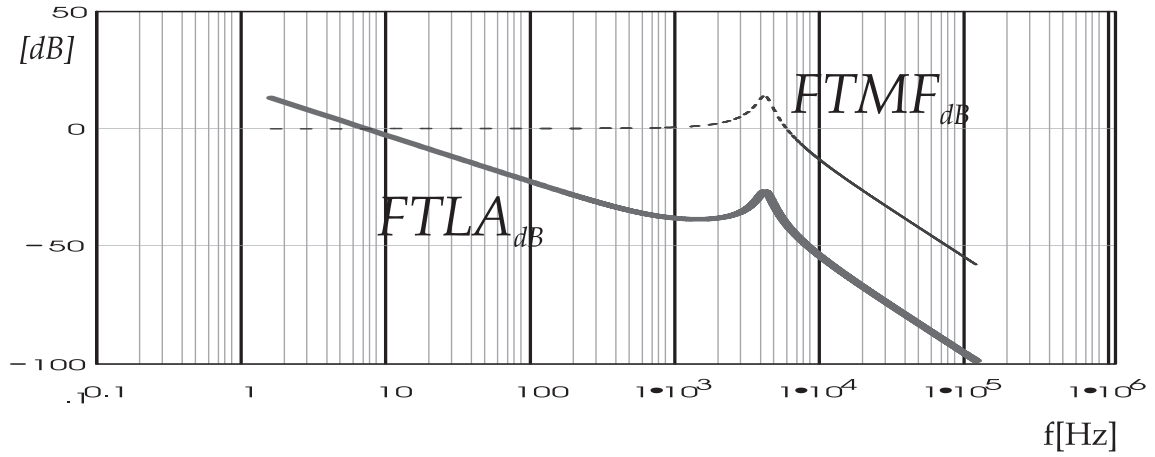


Figura 4.34: Fases de  $G_v(s)$  e  $G_{vsimpl}(s)$  simplificada.

$$\hat{v}_c = -\frac{Z_2}{Z_1}v_{ref}(s) \quad (4.56)$$

O ganho do controlador pode ser definido pela equação (4.57).

$$H(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{v}_o(s)} = \frac{Z_2}{Z_1} \quad (4.57)$$

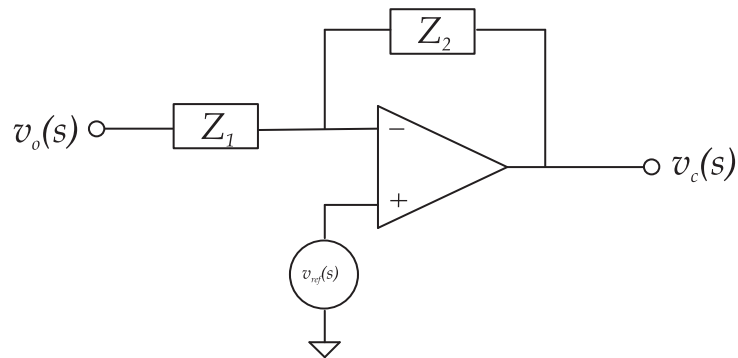


Figura 4.35: Circuito de controle.

As impedâncias  $Z_1$  e  $Z_2$  são representadas pelas equações (4.58) e (4.59) respectiva-

mente.

$$Z_2 = R_2 + \frac{1}{sC_1} \quad (4.58)$$

$$Z_1 = R_1 \quad (4.59)$$

Após a realização do projeto do compensador, os diagramas de bode de ganho e fase são traçados, respectivamente na Fig. 4.36 e na Fig. 4.37.

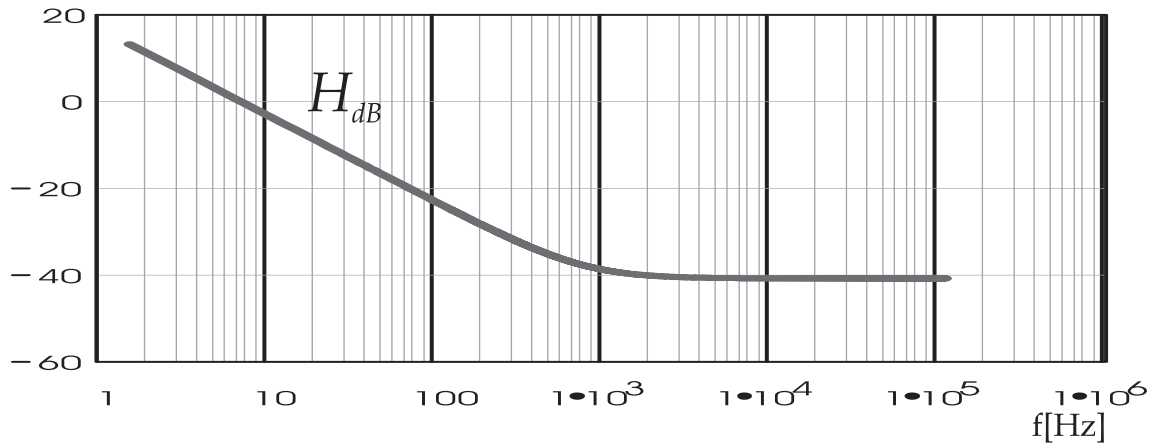


Figura 4.36: Ganho do compensador  $H(s)$ .

Levando em conta as definições que são feitas, a planta pode ser representada pelo diagrama de bloco da Fig. 4.38.

A função de transferência de malha fechada ( $FTMF$ ) é expressa pela equação (4.60) e a função de transferência de laço aberto ( $FTLA$ ) é representada pela equação (4.61).

$$FTMF = \frac{G(s)}{1 + H(s)G(s)} \quad (4.60)$$

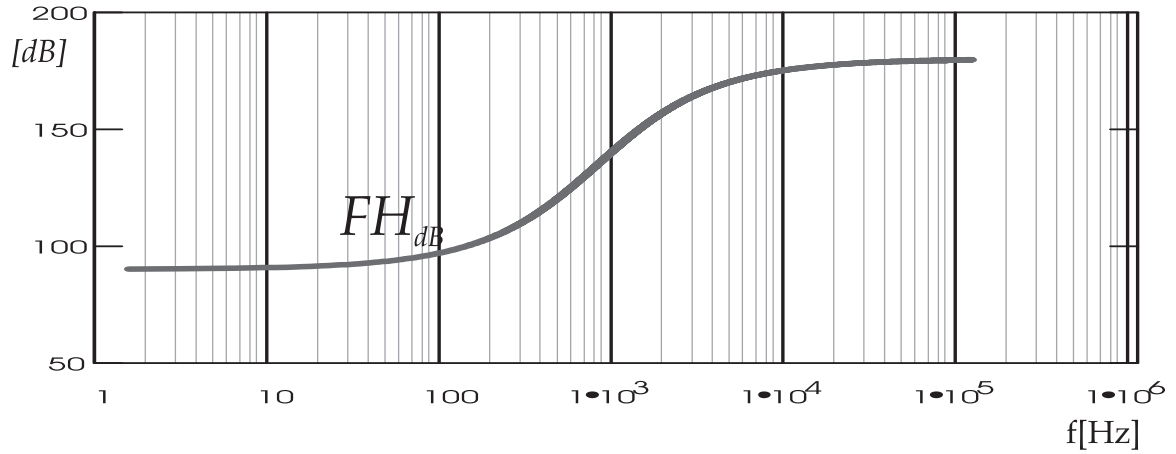


Figura 4.37: Fase do compensador  $FH(s)$ .

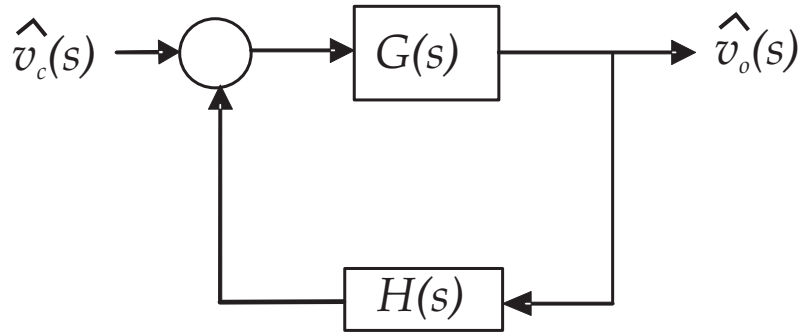


Figura 4.38: Diagrama de blocos do sistema em malha fechada.

$$FTLA = H(s)G(s) \quad (4.61)$$

Os ganhos em dB da  $FTLA$  é da  $FTMF$  são expressos respectivamente pelas equações (4.62) e (4.63).

$$FTLA_{dB} = 20\log|FTMA| \quad (4.62)$$

$$FTMF_{dB} = 20\log|FTMF| \quad (4.63)$$

O traçado tanto da  $FTLA$  assim como da  $FTMF$  podem ser observados na Fig. 4.39.

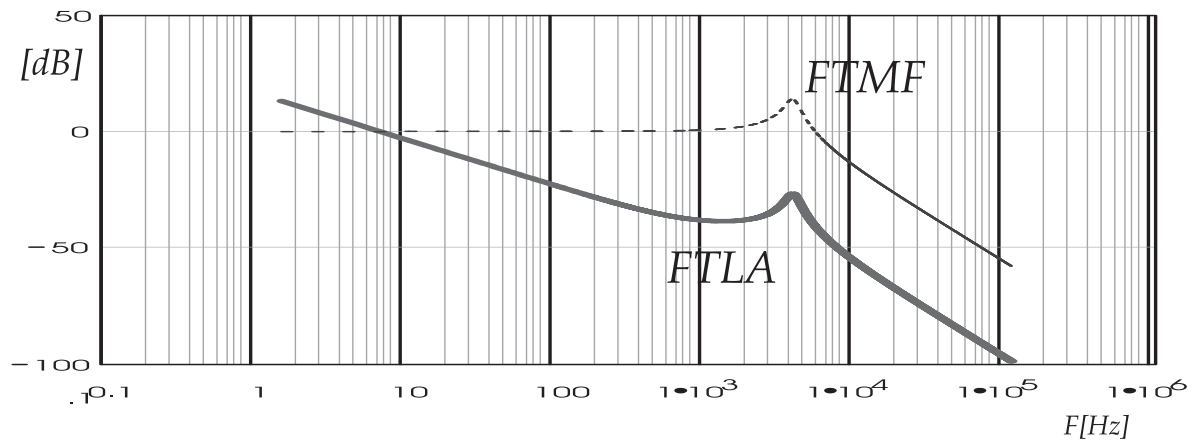


Figura 4.39: Ganho da FTLA.

A validação se deu por simulação do inversor flyback no programa Pspice® cujo o circuito é mostrado na Fig. 4.40.

Ao aplicar um degrau na razão cíclica é obtido a resposta que pode ser visualizada na Fig. 4.41(a).

Esta simulação é comparada com a simulação do modelo simplificado, apresentado na equação (4.47), realizada com o auxílio do software Vissim® cujo resultado pode ser visto na Fig. 4.41(b).

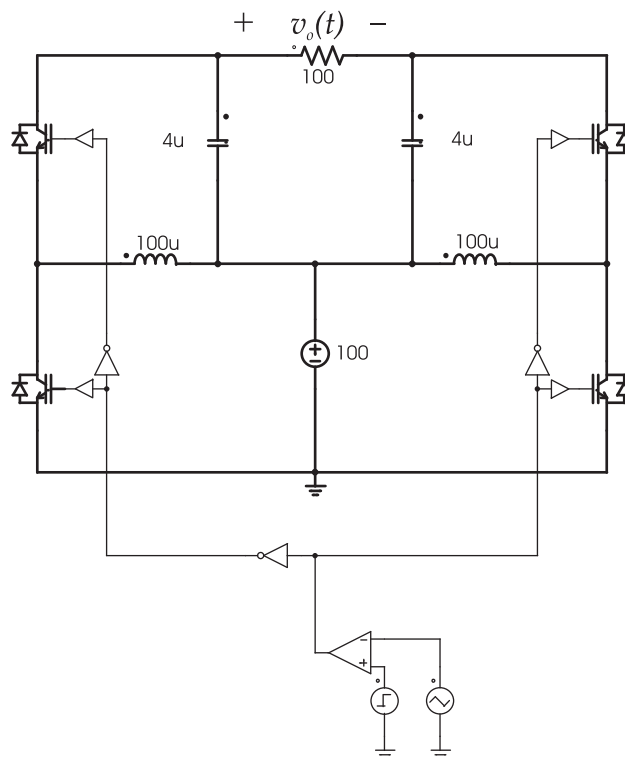
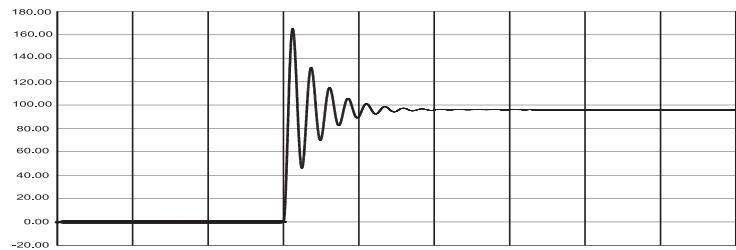
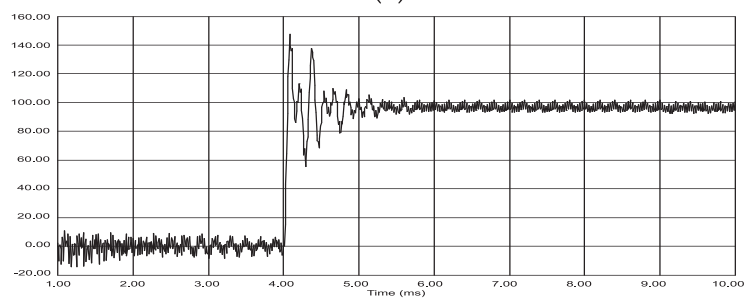


Figura 4.40: Inversor flyback simulado.



(a)



(b)

Figura 4.41: Resposta ao degrau do modelo do inversor flyback, obtido por simulação a) no Vissim<sup>®</sup> e no b) Pspice<sup>®</sup>.

#### 4.5.4 Conversor Flyback CC-CA Bidirecional Funcionando a Vazio

Como ocorreu com o conversor flyback CC-CC, neste caso, o conversor flyback CC-CA bidirecional, que tem o diagrama esquemático mostrado na Fig. 4.42, está funcionando a vazio processando energia reativa.

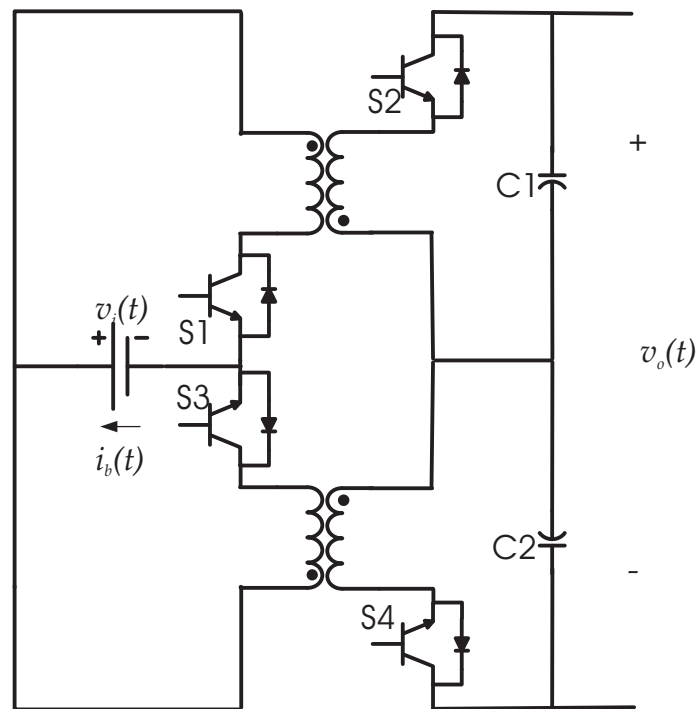


Figura 4.42: Inversor flyback bidirecional a vazio.

O circuito completo simulado no programa Orcad® pode ser visto na Fig. 4.43.

A listagem do arquivo de simulação pode ser visto a seguir:

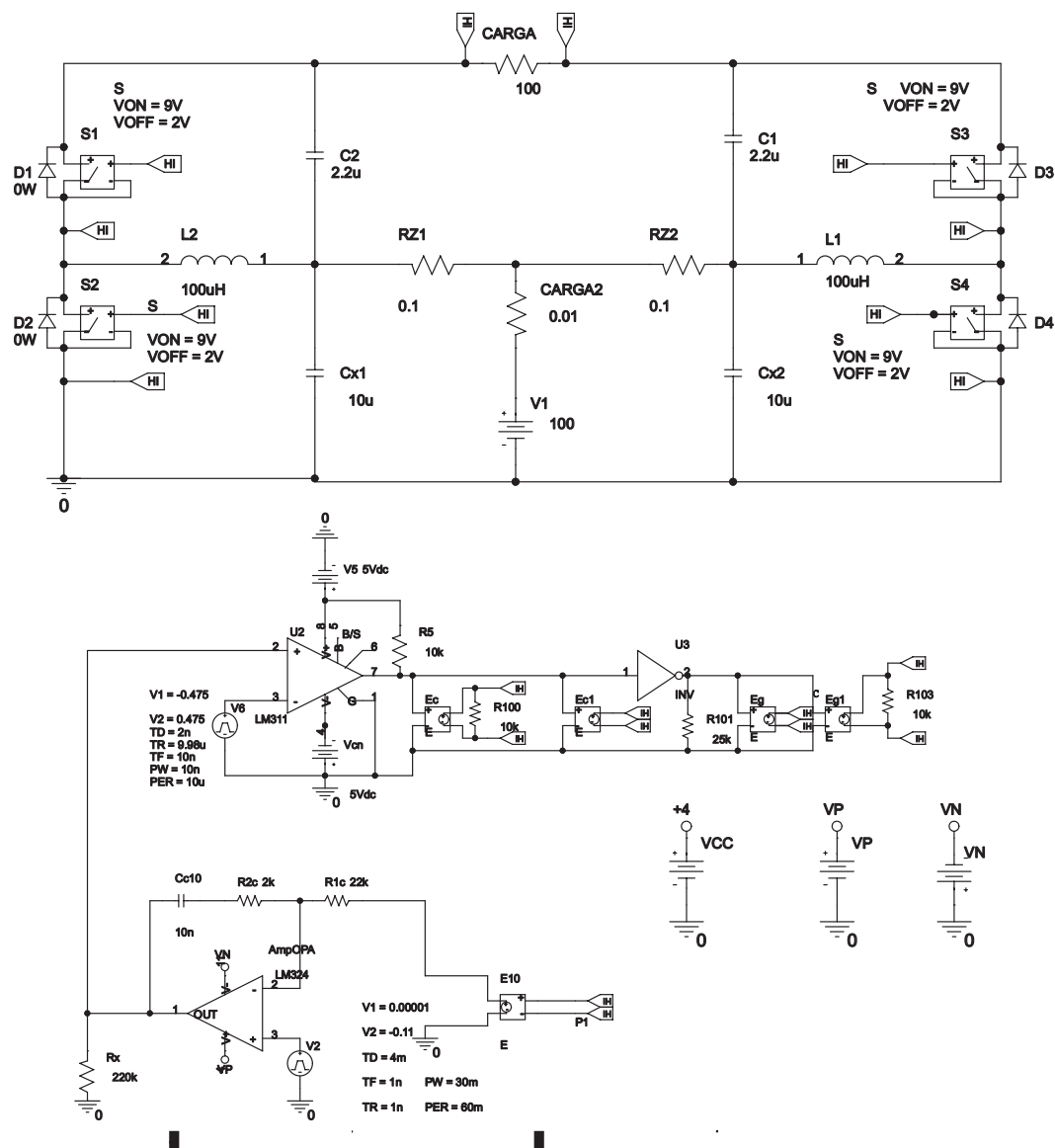


Figura 4.43: Circuito completo simulado no programa Orcad®.



```

source Inverter Flyback

R_RZ2 N114294 N132849 0.1 R_R100 G GT Rbreak 10k

V_V5 N185700 0 5Vdc

V_VN 0 VN 5

E_Eg C 0 N73938 0 4.2

R_R5 N03313 N185700 10k

L_L1 N114294 GT 100uH

R_CARGA P2 P1 100

X_S4 C 0 GT 0 SCHEMATIC1_S4

C_Cx1 0 N99065 10u IC=0

R_R2c N46988 N199190 Rbreak 2k

V_V2 N47696 0 +PULSE 0.00001 -0.11 4m 1n 1n 30m 60m

C_C2 N99065 P1 2.2u IC=-50

C_C1 N114294 N00239 2.2u IC=0

V_Vcn 0 N187198 5Vdc

R_Rx 0 N166471 220k

X_S1 C1 CT1 P1 CT1 SCHEMATIC1_S1

R_R1c N165863 N46988 Rbreak 22k

D_D1 CT1 P1 Dbreak

E_E10 N165863 0 P1 P2 0.0011

D_D2 0 CT1 Dbreak

L_L2 N99065 CT1 100uH

C_Cc10 N199190 N166471 10n IC=0

D_D3 GT N00239 Dbreak

V_Vo P2 N00239 DC 0 AC 0 +SIN 0 0 60 0 0 0

R_R101 N73938 0 Rbreak 25k

V_VCC +4 0 4

X_U2 N166471 N02428 N185700 N187198 N03313 0 LM311

```

```

R_CARGA2 N132849 N135671 0.01

E_Ec G GT N03313 0 3

X_AmpOPA N47696 N46988 VP VN N166471 LM324

X_S3 G GT N00239 GT SCHEMATIC1_S3

E_Ec1 G1 0 N03313 0 3

C_Cx2 0 N114294 10u IC=0

E_Eg1 C1 CT1 N73938 0 4

V_V1 N135671 0 100

V_V6 N02428 0 +PULSE -0.475 0.475 2n 9.98u 10n 10n 10u

V_VP VP 0 5

X_S2 G1 0 CT1 0 SCHEMATIC1_S2

X_U3 N03313 N73938 G_DPWRG_DGND INV

R_RZ1 N132849 N99065 0.1

D_D4 0 GT Dbreak

R_R103 C1 CT1 Rbreak 10k

.subckt SCHEMATIC1_S4 1 2 3 4 S_S4 3 4 1 2 _S4 RS_S4 1 2 1G .MODEL _S4 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.1 Voff=2V Von=9V
.ends SCHEMATIC1_S4

.subckt SCHEMATIC1_S1 1 2 3 4 S_S1 3 4 1 2 _S1 RS_S1 1 2 1G .MODEL _S1 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.1 Voff=2V Von=9V
.ends SCHEMATIC1_S1

.subckt SCHEMATIC1_S3 1 2 3 4S_S3 3 4 1 2 _S3 RS_S3 1 2 1G .MODEL _S3 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.1 Voff=2V Von=9V .ends
SCHEMATIC1_S3

.subckt SCHEMATIC1_S2 1 2 3 4 S_S2 3 4 1 2 _S2 RS_S2 1 2 1G .MODEL _S2 VSWITCH Roff=1e6 Ron=
0.1 Voff=2V Von=9V .ends SCHEMATIC1_S2

```

Neste caso, está funcionando realmente como um conversor bidirecional, devolvendo energia para bateria.

Mesmo funcionando a vazio, o conversor precisa manter uma tensão senoidal na saída. Por este motivo, há circulação de energia reativa no conversor. Isto pode ser observado na Fig. 4.44, onde se vê através da corrente, a característica bidirecional do conversor.

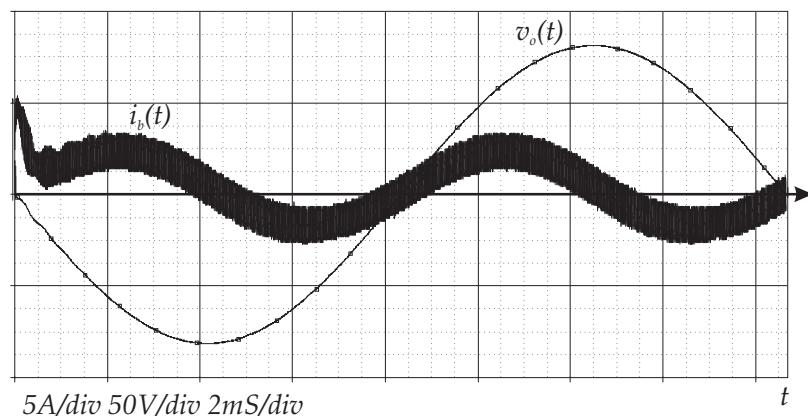


Figura 4.44: Tensão de saída  $v_o(t)$  e corrente na bateria  $i_b(t)$  após filtragem.

#### 4.5.5 Inversor Flyback CC-CA Bidirecional Funcionando com Carga Capacitiva

O esquemático do conversor flyback CC-CA bidirecional funcionando com carga capacitiva é mostrado na Fig. 4.45.

O capacitor de carga é muito maior que o capacitor de filtro do conversor. O conversor processará apenas energia reativa.

Na Fig. 4.46 é mostrada a tensão  $v_o(t)$  senoidal e a corrente da bateria  $i_b(t)$ .

Já a Fig. 4.47 apresenta em detalhe as corrente no transformador e nos interruptores.

#### 4.5.6 Inversor Flyback CC-CA Bidirecional Funcionando com Carga Não Linear com Filtro Capacitivo

Como ocorrido com o conversor CC-CC, com este tipo de carga o conversor mostrado na Fig. 4.48, fica conectado a carga somente o tempo necessário para que a tensão no

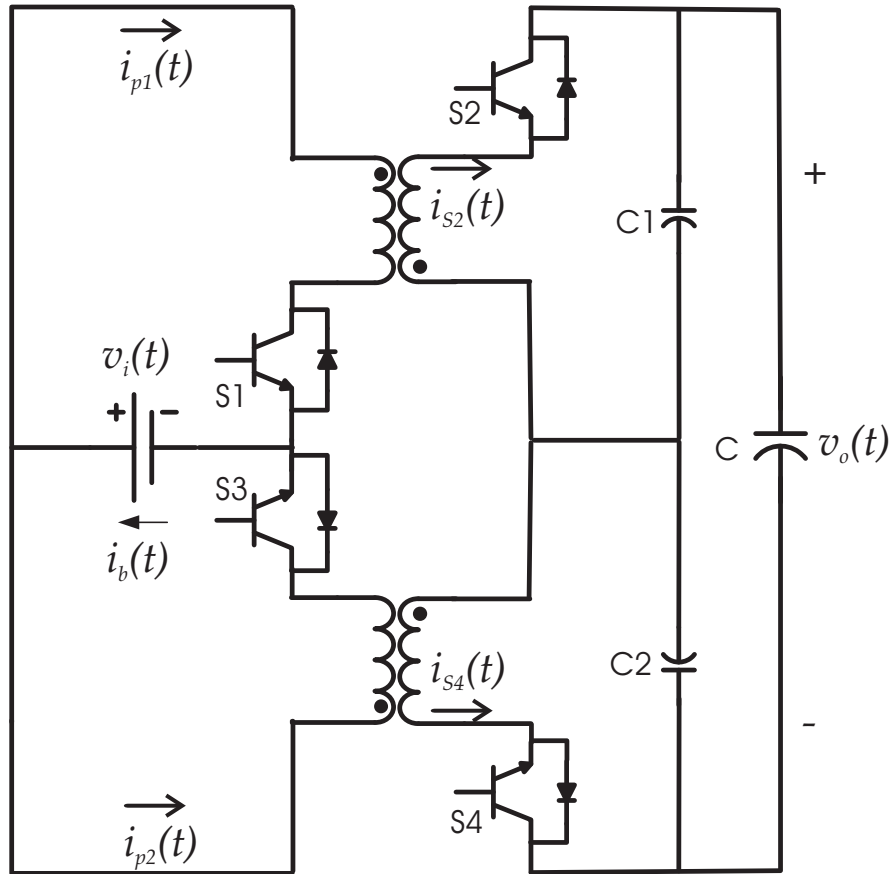


Figura 4.45: Inversor flyback CC-CA com carga capacitiva.

capacitor do filtro alcance o valor de pico da tensão senoidal. Durante o tempo restante, o conversor opera à vazio, circulando somente a energia necessária para manter a tensão senoidal na saída.

A tensão de saída, mostrada na Fig. 4.49, apresenta o formato senoidal como desejado. Devido à característica da carga, a tensão de saída apresenta uma leve deformação na crista, ocasionada pela limitação do conversor em fornecer picos de corrente elevados no carregamento do capacitor da ponte retificadora.

A análise da composição harmônica da tensão de saída mostra que esta deformação

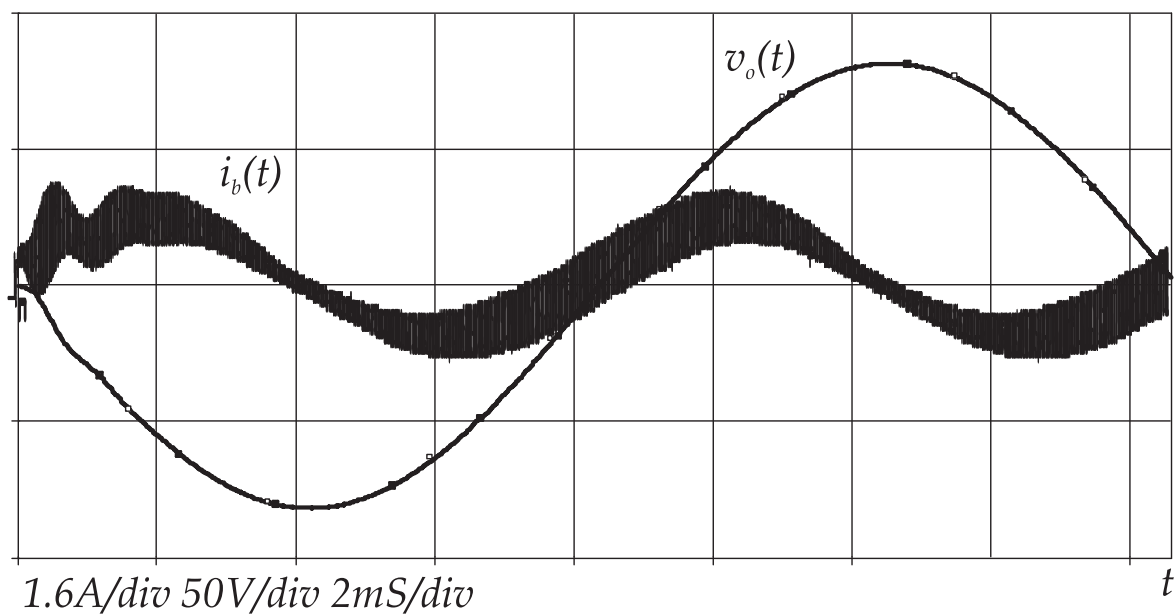


Figura 4.46: Tensão de saída  $v_o(t)$  e corrente da bateria  $i_b(t)$  para carga capacitiva.

produz uma Taxa de Distorção Harmônica ( $TDH$ ) menor que 5%.

Já na Fig. 4.50 são mostradas as tensões  $v_a(t)$  e  $v_b(t)$  obtidas por simulação.

A tensão  $v_a(t)$  é composta por uma componente contínua e uma componente senoidal. É importante notar que,  $v_b(t)$  também possui uma componente contínua de mesmo valor, no entanto, a sua componente senoidal, apesar de possuir a mesma amplitude, está desafiada de 180 graus em relação a componentes senoidal de  $v_a(t)$ .

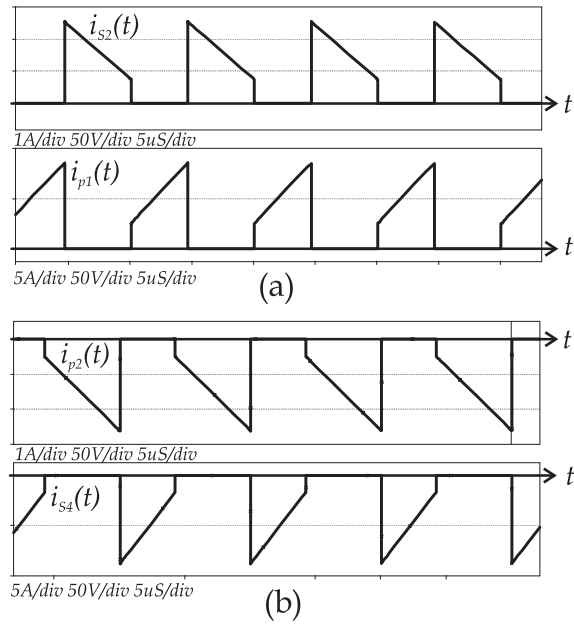


Figura 4.47: Detalhes das correntes  $i_s(t)$  e  $i_p(t)$ , em (a) no ciclo positivo e em (b) no ciclo negativo.

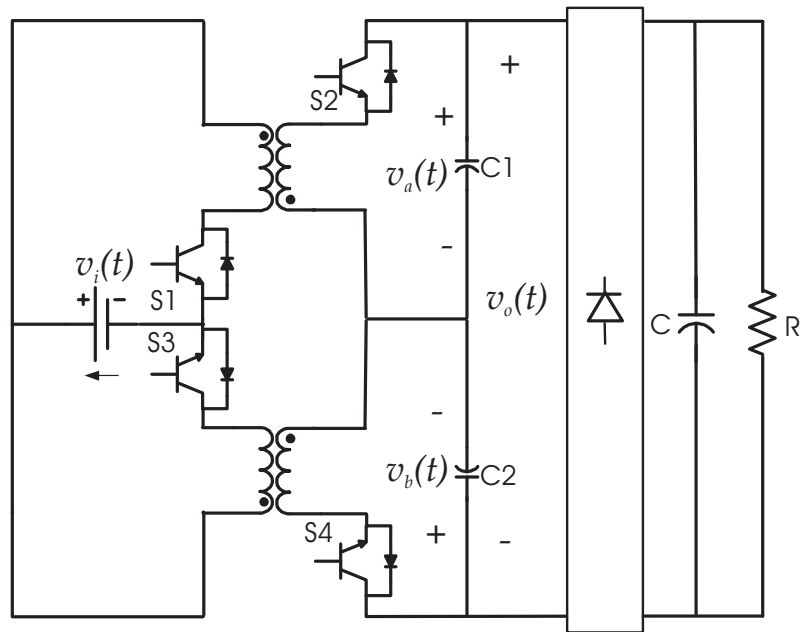


Figura 4.48: Inversor flyback CC-CA bidirecional com carga não linear.

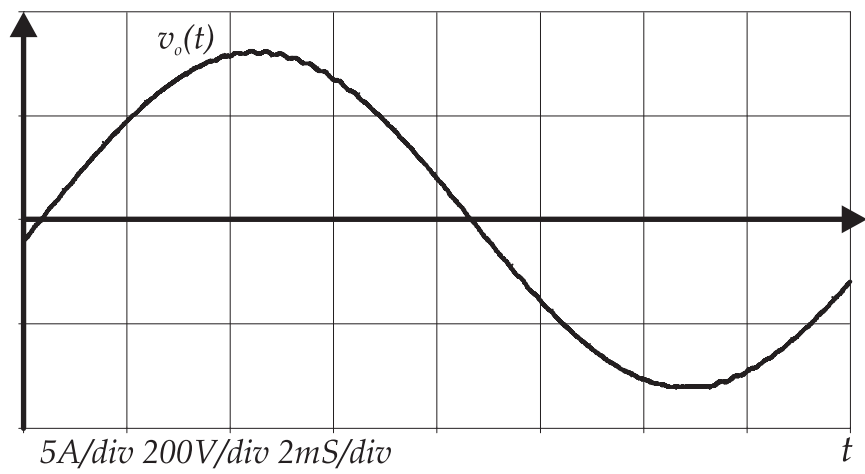


Figura 4.49: Tensão de saída  $v_o(t)$  obtida por simulação.

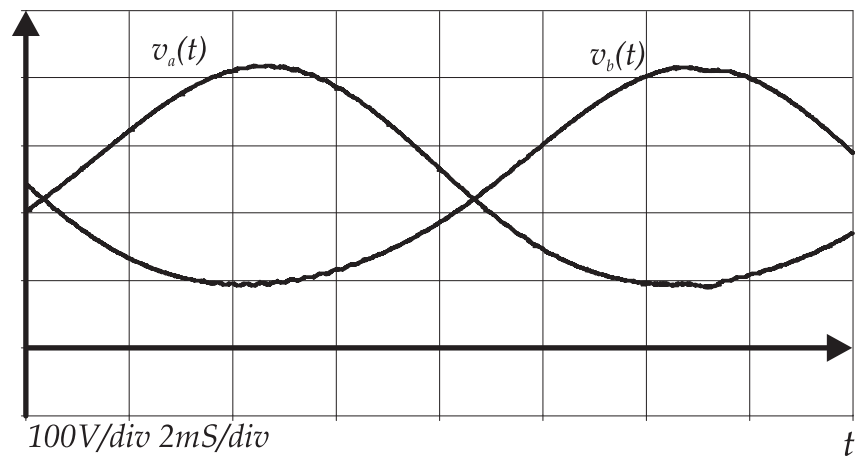


Figura 4.50: Tensões  $v_a(t)$  e  $v_b(t)$  obtidas por simulação.

## 4.6 Conclusão

O conversor flyback CC-CA bidirecional é capaz de atender todas as características procuradas, como: isolamento em alta frequência, bidirecionalidade e geração de uma senóide com a frequência da rede com distorção harmônica menor que 5%.

Fica comprovada a capacidade deste conversor de processar energia reativa, sendo assim, capaz de suportar cargas do tipo ponte retificadora com filtro capacitivo. A capacidade de manter uma saída senoidal para este tipo de carga também fica comprovada.

Não se pode afirmar com precisão qual seria a potência de operação ideal para este conversor, Cimador [25] citou uma potência de 50VA o que seria muito pouco para um sistema de alimentação ininterrupto de energia.

É importante ressaltar que este capítulo foi fundamental para se obter o domínio das teorias envolvidas neste tipo de conversor, uma vez que envolvem diversas características como conversão CC-CA, bidirecionalidade, isolamento em estágio único e modelagem complexa.

Este capítulo estudou detalhadamente o conversor flyback CC-CA iniciando por um estudo do conversor flyback CC-CC que o compõe. A linearização foi abordada para permitir o uso de técnicas clássicas de controle. Além disto diversas simulações foram realizadas com o conversor operando em malha aberta, com carga resistiva, com carga capacitiva e com carga não-linear. Este estudo foi necessário para elucidar detalhes de funcionamento do conversor.

Conclui-se também, com a ajuda de simulações, que o modelo levantado é válido para



o conversor flyback CC-CA. Com base no modelo validado foi possível propor o controle utilizando um controlador proporcional integral simples e fácil de ser implementado.

Os resultados das simulações realizadas em malha fechada comprovaram as análises feitas para este conversor, dando subsídios para comprovar a hipótese proposta.

# Capítulo 5

## Conversor SEPIC Bidirecional Isolado em Alta Frequência

### 5.1 Introdução

Este capítulo apresenta a principal contribuição desta tese, propondo o conversor SEPIC CC-CA bidirecional isolado. A proposta do conversor é acompanhada de uma análise teórica das suas principais variáveis confirmada por resultados obtidos através de simulação e implementação de protótipos em laboratório.

A principal razão para a escolha deste conversor para um estudo mais detalhado foi a sua capacidade tanto de elevar como de reduzir a tensão o que ampliou a faixa de operação do conversor.

Um modelo da função de transferência para grandes sinais é apresentado e validado.

A implementação é realizada com a montagem de dois protótipos de laboratório para potências de 400VA e 1000VA. Acredita-se que esta seja a faixa ideal de potência para este conversor.

## 5.2 Análise Teórica

### 5.2.1 Análise das Principais Variáveis do Conversor

Objetivando uma representação matemática precisa do conversor SEPIC CC-CA bi-direcional, mostrado na Fig. 5.1, são traçadas curvas representando as variáveis mais importantes do conversor a partir das equações que foram deduzidas ao longo deste trabalho.

As tensões nos capacitores  $v_{C2}(\omega t)$  e  $v_{C4}(\omega t)$  são mostradas na Fig. 5.2. Estas curvas são traçadas a partir das equações (5.1) e (5.2) e representam a tensão de saída de cada conversor CC-CC em função da razão cíclica, que varia de forma senoidal.

É importante notar que as equações (5.1) e (5.2) do conversor SEPIC são iguais respectivamente as equações (2.7) e (2.8) do conversor book-boost e portanto todo o estudo referente a ganho estático e razão cíclica realizado para o conversor book-boost também é válido para o conversor SEPIC, assim a análise do conversor SEPIC CC-CA bidirecional isolado em alta frequência será simplificada.

$$v_{C2}(t) = \frac{d(\omega t)}{1 - d(\omega t)} n V_i \quad (5.1)$$

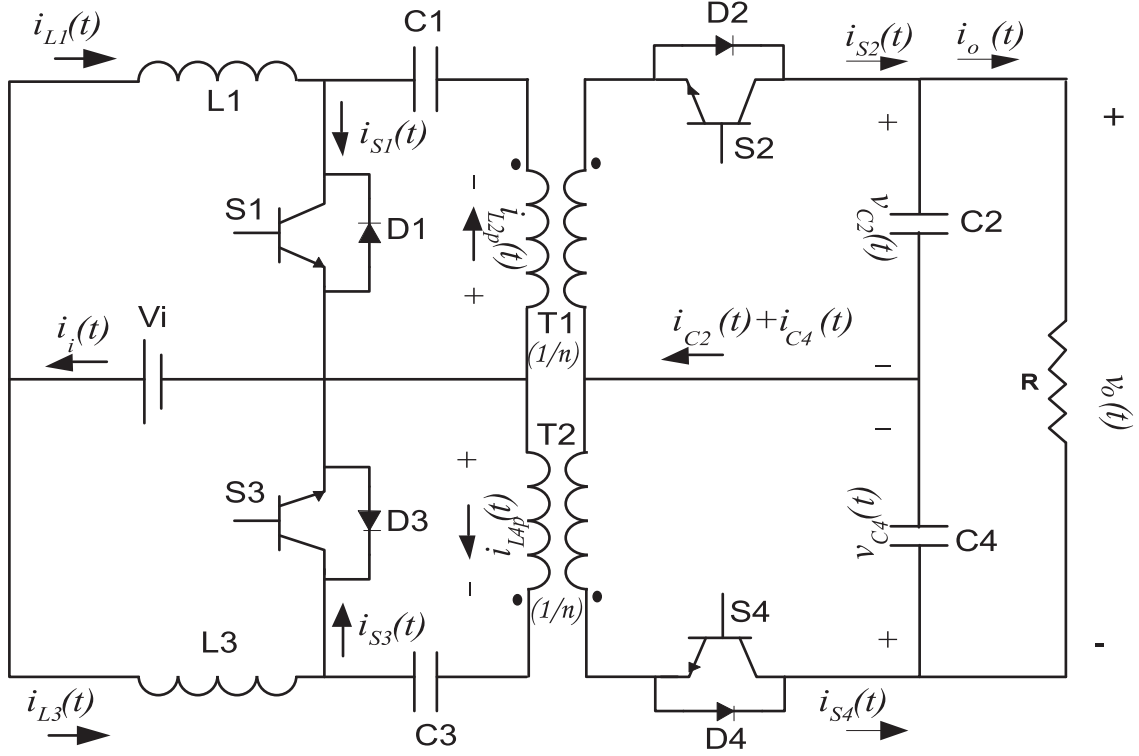


Figura 5.1: Conversor SEPIC CC-CA bidirecional.

$$v_{C4}(t) = \frac{1 - d(\omega t)}{d(\omega t)} n V_i \quad (5.2)$$

Subtraindo a tensão  $v_{C4}(\omega t)$  da tensão  $v_{C2}(\omega t)$  é eliminado o valor médio da tensão de saída sendo obtida uma tensão de saída  $v_o(\omega t)$  com formato muito próximo a uma senóide que é mostrada na Fig. 5.3, sendo traçada a partir da equação (5.3).

$$v_o(t) = v_{C2}(\omega t) - v_{C4}(\omega t) = \frac{2d(\omega t) - 1}{d(\omega t)(1 - d(\omega t))} n V_i \quad (5.3)$$

As correntes nos capacitores  $i_{C2}(\omega t)$  e  $i_{C4}(\omega t)$  são traçadas na Fig. 5.4 a partir das equações (5.4) e (5.5).

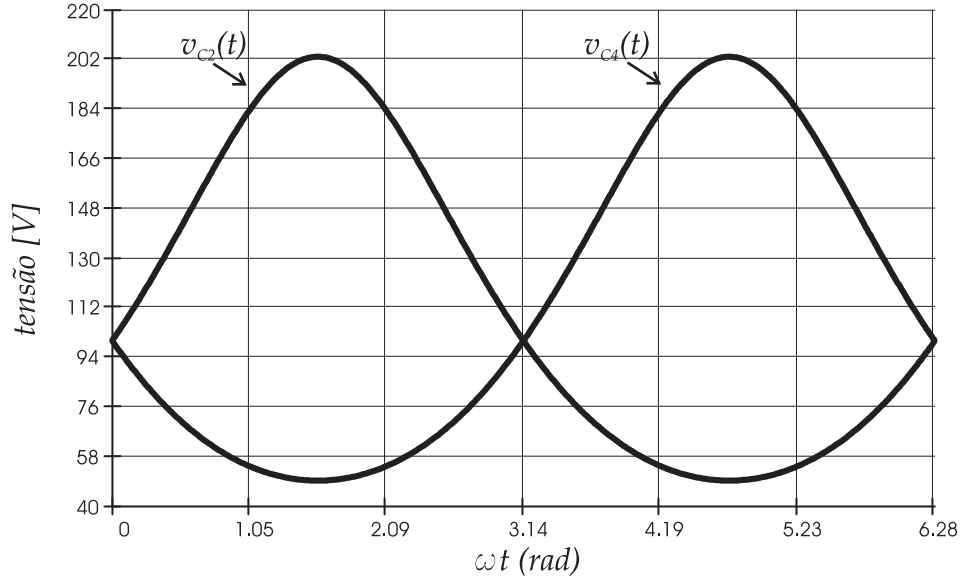


Figura 5.2: Tensão nos capacitores,  $v_{C2}$  e  $v_{C4}$

$$i_{C2}(\omega t) = 2\pi f C \frac{\partial v_{C2}(\omega t)}{\partial \omega t} \quad (5.4)$$

$$i_{C4}(\omega t) = 2\pi f C \frac{\partial v_{C4}(\omega t)}{\partial \omega t} \quad (5.5)$$

As correntes  $i_a(\omega t)$  e  $i_b(\omega t)$  são definidas como a somatória das correntes nos indutores como expreso nas equações (5.6) e (5.7).

$$i_a(\omega t) = i_{L1} + i_{L2} \quad (5.6)$$

$$i_b(\omega t) = i_{L3} + i_{L4} \quad (5.7)$$

Para equacionar a corrente  $i_a(\omega t)$  é feito um supernó em volta do capacitor  $C_1$ . A somatória das correntes que chegam a este supernó está descrita pela expressão (5.8).

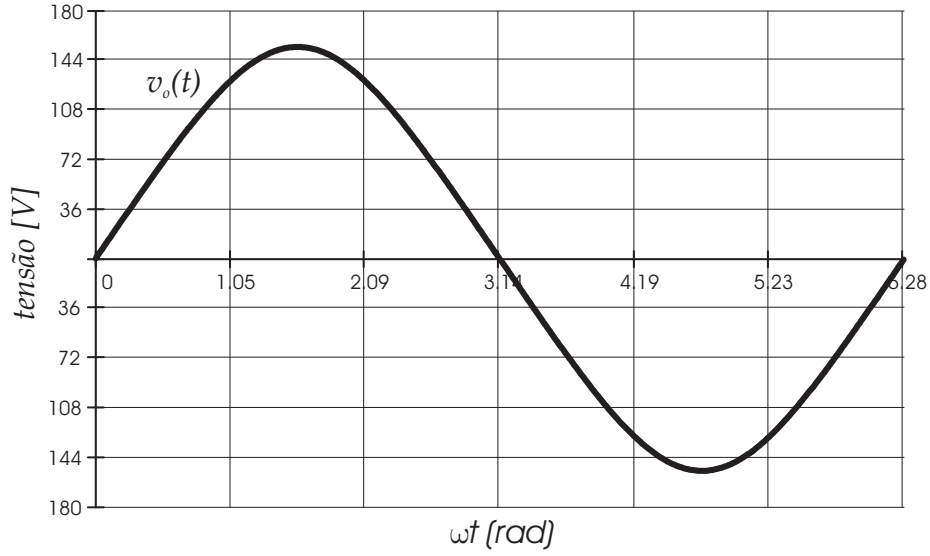


Figura 5.3: Tensão de saída  $v_o(\omega t)$

As correntes médias instantâneas que circulam pelos capacitores de saída podem ser consideradas desprezíveis e por isto não foram consideradas na análise. Assim a corrente média instantânea  $i_{S2}$  pode ser considerada igual a corrente média instantânea  $i_o(t)$ .

$$i_{L1}(\omega t) + i_{L2}(\omega t) - i_{S1}(\omega t) - i_o(\omega t) = 0 \quad (5.8)$$

A corrente do interruptor  $S_1$  é expressa pela equação (5.9).

$$i_{S1}(\omega t) = (i_{L1}(\omega t) + i_{L2}(\omega t))d(\omega t) = i_a(\omega t)d(\omega t) \quad (5.9)$$

Assim a equação (5.8) pode ser reescrita como mostra a expressão (5.10).

$$i_a - i_a(\omega t)d(\omega t) - i_o(\omega t) = 0 \quad (5.10)$$

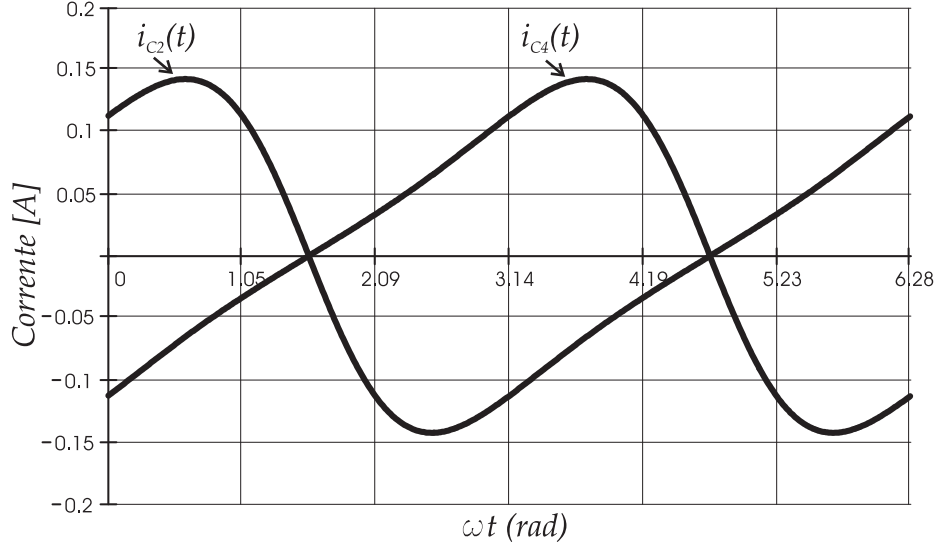


Figura 5.4: Correntes nos capacitores  $C_2$  e  $C_4$

A equação (5.11) é obtida considerando que a corrente de saída é a tensão de saída  $v_o(\omega t)$  dividida pela resistência de carga  $R$  e isolando  $i_a(\omega t)$  na expressão (5.10).

$$i_a(\omega t) = i_{L1} + i_{L2} = \frac{2d(\omega t) - 1}{d(\omega t)(1 - d(\omega t))^2} \frac{n^2 V_i}{R} \quad (5.11)$$

A equação (5.12) é obtida fazendo um análise equivalente.

$$i_b(\omega t) = i_{L3} + i_{L4} = \frac{2d(\omega t) - 1}{d(\omega t)^2(1 - d(\omega t))} \frac{n^2 V_i}{R} \quad (5.12)$$

Considerando que  $R = V_o^2/P_o$ , as expressões (5.11) e (5.12) podem ser reescritas em função da tensão eficaz de saída  $V_o$  e da potência de saída  $P_o$ , como expresso nas equações (5.13) e (5.14).

$$i_a(\omega t) = i_{L1} + i_{L2} = \frac{2d(\omega t) - 1}{d(\omega t)(1 - d(\omega t))^2} \frac{n^2 V_i P_o}{V_o^2} \quad (5.13)$$

$$i_b(\omega t) = i_{L3} + i_{L4} = \frac{2d(\omega t) - 1}{d(\omega t)^2(1 - d(\omega t))} \frac{n^2 V_i P_o}{V_o^2} \quad (5.14)$$

Para obter as correntes médias instantâneas nos interruptores, as corrente  $i_a(\omega t)$  e  $i_b(\omega t)$  foram multiplicadas pelas razões cíclicas correspondentes de cada interruptor, assim foram obtidas as equações de (5.15) à (5.18) que representam as correntes médias instantâneas nos interruptores e são traçadas na Fig. 5.5 e Fig. 5.6.

$$i_{S1}(\omega t) = i_a(\omega t)d(\omega t) \quad (5.15)$$

$$i_{S2}(\omega t) = i_a(\omega t)(1 - d(\omega t)) \quad (5.16)$$

$$i_{S3}(\omega t) = i_b(\omega t)(1 - d(\omega t)) \quad (5.17)$$

$$i_{S4}(\omega t) = i_b(\omega t)d(\omega t) \quad (5.18)$$

A corrente de saída do conversor para carga resistiva é expressa pela equação (5.19). Como o valor da corrente média instantânea do capacitor  $i_{C2}(\omega t)$  é muito menor que a corrente média instantânea do interruptor  $i_{S2}(\omega t)$ , a corrente de saída do conversor  $i_o(\omega t)$  é praticamente igual a  $i_{S2}(\omega t)$  como pode ser visto na Fig. 5.5.

$$i_o(\omega t) = i_{S2}(\omega t) - i_{C2}(\omega t) \quad (5.19)$$



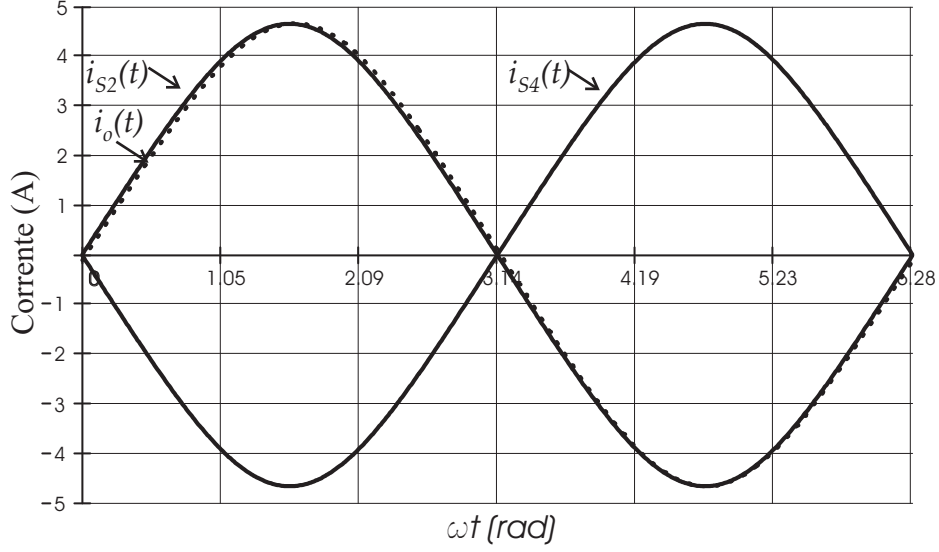


Figura 5.5: Corrente nos interruptores  $S_2$  e  $S_4$ .

Supondo-se que, baseada na simetria do conversor SEPIC,  $i_{L1}(\omega t) = i_{L2}(\omega t) = \frac{1}{2}i_a(\omega t)$  e  $i_{L3}(\omega t) = i_{L4}(\omega t) = \frac{1}{2}i_b(\omega t)$ , então a corrente média instantânea na bateria  $i_i(\omega t)$  pode ser representada pela equação (5.20), cuja a forma pode ser vista na Fig. 5.7.

$$i_i(\omega t) = i_{L1}(\omega t) + i_{L3}(\omega t) = \frac{1}{2}i_a(\omega t) + \frac{1}{2}i_b(\omega t) \quad (5.20)$$

Para simplificar o equacionamento, o controle é analisado com o conversor utilizando carga resistiva.

O ganho de tensão em função da razão cíclica do conversor SEPIC CC-CA bidirecional é expressa pela equação (5.21), onde foi considerado que a tensão de entrada é constante, ou seja  $v_i(t) = V_i$ .

$$m(d(t)) = \frac{v_o(d(t))}{nV_i} = \frac{d(t)}{1-d(t)} - \frac{1-d(t)}{d(t)} \quad (5.21)$$

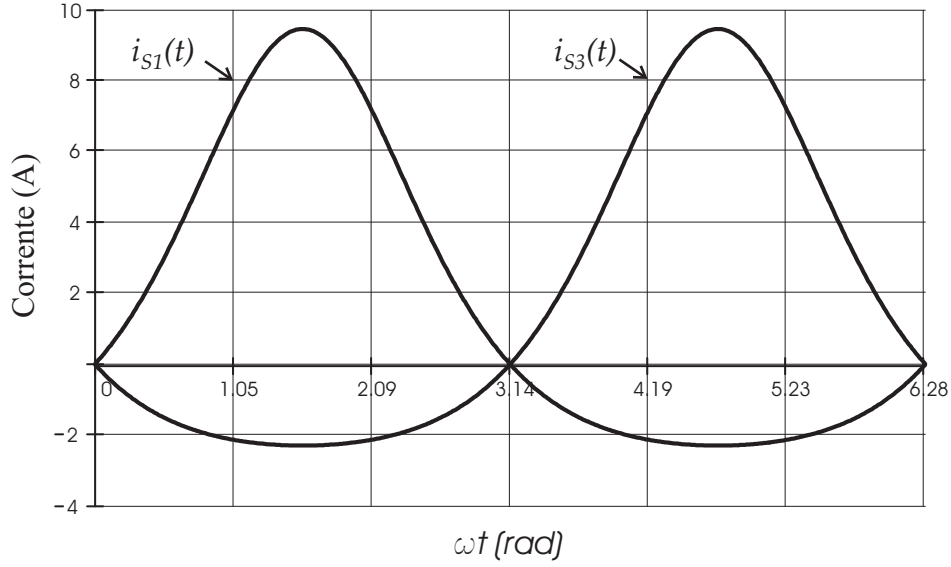


Figura 5.6: Corrente nos interruptores  $S_1$  e  $S_3$ .

Trabalhando algebricamente a equação (5.21) é obtida a equação (5.22), que simplificada resulta na equação (5.23), a qual representa o ganho de tensão em função da razão cíclica.

$$m(d(t)) = \frac{v_o(d(t))}{nV_i} = \frac{d(t) - (1 - d(t))^2}{d(t)(1 - d(t))} \quad (5.22)$$

$$m(d(t)) = \frac{v_o(d(t))}{nV_i} = \frac{2d(t) - 1}{d(t)(1 - d(t))} \quad (5.23)$$

Com o objetivo de isolar a razão cíclica na equação (5.23) são realizados os passos descritos pelas equações (5.24) e (5.25). Resolvendo a equação de segundo grau é encontrada a equação (5.26) que descreve a razão cíclica em função da tensão de saída uma vez que a tensão de entrada é considerada constante.

$$\frac{v_o(t)}{nV_i} d(t)(1 - d(t)) = 2d(t) - 1 \quad (5.24)$$

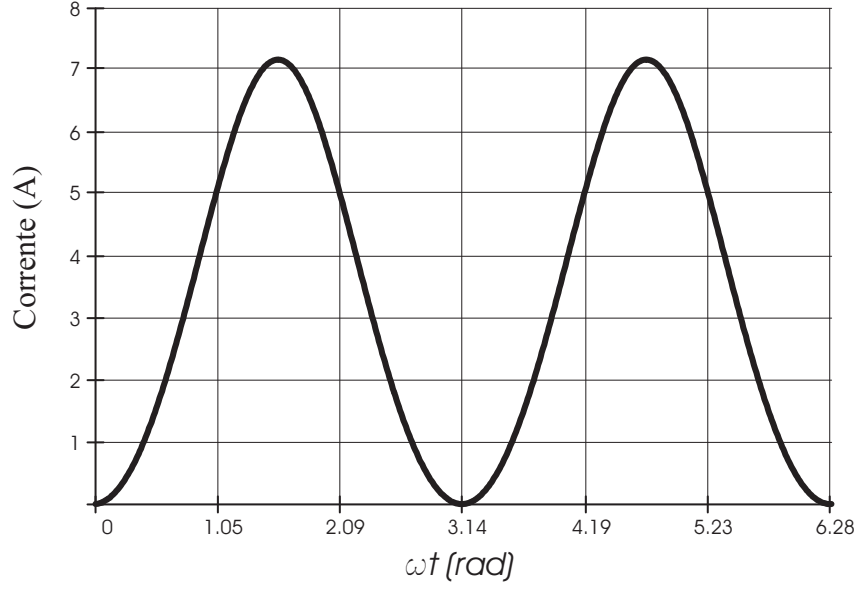


Figura 5.7: Corrente média instantânea na bateria  $i_i(\omega t)$ .

$$\frac{v_o(t)}{nV_i} d(t)^2 \left( 2 - \frac{v_o(t)}{nV_i} \right) d(t) - 1 = 0 \quad (5.25)$$

$$d(t) = \frac{1}{2} \frac{nV_i}{v_o(t)} \left( \frac{v_o(t)}{nV_i} - 2 + \sqrt{\left( \frac{v_o(t)}{nV_i} \right)^2 + 4} \right) \quad (5.26)$$

A tensão de saída  $v_o(t)$  desejada é uma tensão senoidal que pode ser expressa pela equação (5.27).

$$v_o(t) = V_{op} \text{sen}(\omega t) \quad (5.27)$$

Substituindo a equação (5.27) na equação (5.26) é obtida a expressão (5.28).

$$d(t) = \frac{1}{2} \frac{nV_i}{V_{op} \text{sen}(\omega t)} \left( \frac{V_{op} \text{sen}(\omega t)}{nV_i} - 2 + \sqrt{\left( \frac{V_{op} \text{sen}(\omega t)}{nV_i} \right)^2 + 4} \right) \quad (5.28)$$

Analisando o ganho de tensão  $m(d)$ , traçado na Fig. 5.8 fica evidente que o ganho de tensão em função da razão cíclica pode ser facilmente linearizado para um intervalo

de razão cíclica muito maior, se comparado ao conversor SEPIC CC-CC amplamente conhecido na literatura. Portanto, o novo conversor composto por dois conversores CC-CC's, é um sistema mais linear que os conversores CC-CC's que o compõe.

A não-linearidade dos conversores CC-CC's tem sido abordada classicamente com a linearização do sistema entorno de um ponto de operação, sendo o modelo válido para pequenas perturbações entorno deste ponto. Aliado a isto, o fechamento da malha ajuda a compensar a não-linearidade do sistema. Como a faixa linear de operação é muito mais ampla para o novo conversor, a análise antes válida para pequenos sinais, agora pode ser estendida para grandes sinais.

O ganho de tensão linearizado  $m_L(d)$  em função da razão cíclica é representado pela equação (5.29), a qual é uma reta, como pode ser observado na Fig. 5.8.

$$m_L(d(t)) = 8d(t) - 4 \quad (5.29)$$

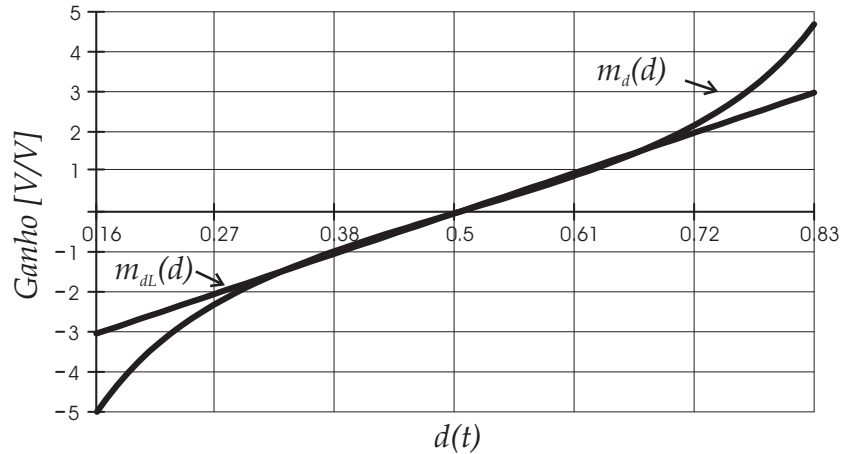


Figura 5.8: Função de transferência estática do conversor  $md(d(t))$  em função da razão cíclica.

A comparação do modelo linearizado com o modelo não-linear na Fig. 5.8, permite afirmar que há precisão na reprodução do modelo não-linear se o valor da razão cíclica ficar restrito a uma faixa de operação ( $0,3 \leq d(t) \leq 0,7$ ). A expressão (5.30) foi obtida isolando a razão cíclica na equação (5.29).

$$d_L(t) = \frac{1}{2} + \frac{V_{op}}{8nV_i} \text{sen}(\omega t) \quad (5.30)$$

A variação da razão cíclica máxima  $D_p$  é definida pela equação 5.31.

$$D_p = \frac{V_{op}}{8nV_i} \quad (5.31)$$

Como mostra a Fig. 5.9, há uma região ( $0,3 \leq d(t) \leq 0,7$ ) onde o comportamento da tensão de saída permanece linear em função da razão cíclica.

### 5.2.2 Modelo por Valores Médios Instantâneos

Como o conversor em questão é uma planta bastante complexa, é apresentado em detalhes o equacionamento e as simplificações realizadas para extração do modelo do conversor em malha aberta.

A função de transferência ( $G_d = v_o/d$ ) do conversor SEPIC CC-CA bidirecional operando como inversor, cujo diagrama esquemático é mostrado pela Fig. 5.10, é obtida através das equações de estado.

Após a realização de algumas simulações é observado que as tensões  $v_{C1}(\omega t)$  e  $v_{C2}(\omega t)$

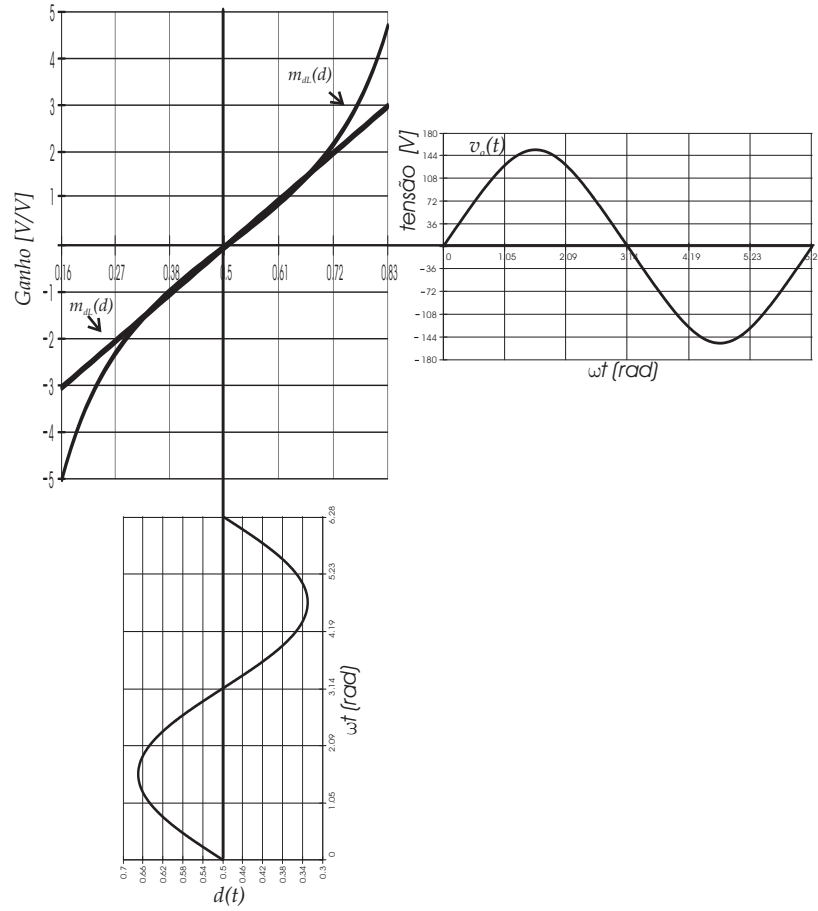


Figura 5.9: Tensão de saída  $v_o(\omega t)$  em função da razão cíclica.

permanecem praticamente constantes e com valor igual a  $V_i$ , mesmo que  $C_1$  e  $C_2$  tenham capacitância da ordem de  $\mu F$ . Com base nestas observações o conversor é simplificado com a substituição dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  por fonte de tensão com o mesmo valor da tensão de entrada  $V_i$ .

A Fig. 5.10 (a) mostra o estado topológico para o intervalo de tempo  $DT$  e a Fig. 5.10 (b) mostra o estado topológico para o intervalo de tempo  $(1 - D)T$ . Com estes dois estágios topológicos foram obtidas as equações de estado.

O conjunto de equações (5.32) e (5.33) descrevem o comportamento do conversor para

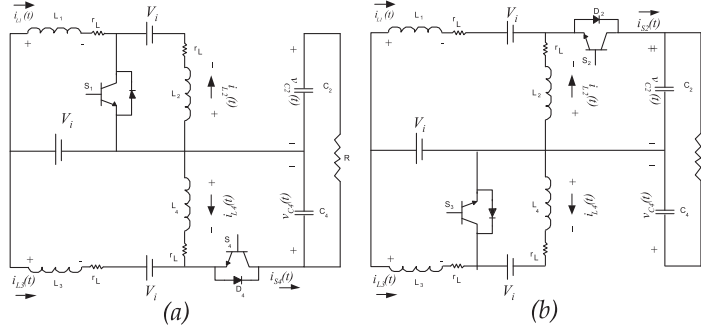


Figura 5.10: Estados topológicos para a)  $0 \leq t \leq DT$  e para b)  $DT \leq t \leq T$ .

o intervalo de tempo  $0 \leq t \leq DT$ .

$$K \frac{\partial x(t)}{\partial t} = A_1 x(t) + B_1 u(t) \quad (5.32)$$

$$\begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_4 \end{bmatrix} \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ i_{L4}(t) \\ v_{C2}(t) \\ v_{C4}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r_L & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r_L & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -r_L & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/R & -1/R \\ 0 & 0 & 1 & 1 & -1/R & -1/R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ i_{L4}(t) \\ v_{C2}(t) \\ v_{C4}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (5.33)$$

O conjunto equações (5.34) e (5.35) descrevem o comportamento do conversor para o intervalo de tempo de  $(DT \leq t \leq T)$ .

$$K \frac{\partial x(t)}{\partial t} = A_2 x(t) + B_2 u(t) \quad (5.34)$$

$$\begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_4 \end{bmatrix} \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ i_{L4}(t) \\ v_{C2}(t) \\ v_{C4}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_L & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -r_L & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -r_L & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -r_L & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & -1/R & 1/R \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/R & -1/R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ i_{L4}(t) \\ v_{C2}(t) \\ v_{C4}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (5.35)$$

O conjunto de equações (5.36) e (5.37) é obtido somando os termos dos dois intervalos de tempo e os multiplicando por  $D$  e por  $(1 - D)$  respectivamente.

$$K \frac{\partial x(t)}{\partial t} = Ax(t) + Bu(t) \quad (5.36)$$



$$\begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_4 \end{bmatrix} \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ i_{L4}(t) \\ v_{C2}(t) \\ v_{C4}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_L & 0 & 0 & 0 & -(1-D) & 0 \\ 0 & -r_L & 0 & 0 & -(1-D) & 0 \\ 0 & 0 & -r_L & 0 & 0 & -D \\ 0 & 0 & 0 & -r_L & 0 & -D \\ (1-D) & (1-D) & 0 & 0 & -1/R & 1/R \\ 0 & 0 & D & D & 1/R & -1/R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ i_{L4}(t) \\ v_{C2}(t) \\ v_{C4}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D \\ D \\ (1-D) \\ (1-D) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (5.37)$$

O valor médio instantâneo para o ponto de operação de  $D = 0,5$  pode ser calculado fazendo os valores das derivadas iguais a zero como mostrado na equação (5.38).

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_L & 0 & 0 & 0 & -(1-D) & 0 \\ 0 & -r_L & 0 & 0 & -(1-D) & 0 \\ 0 & 0 & -r_L & 0 & 0 & -D \\ 0 & 0 & 0 & -r_L & 0 & -D \\ (1-D) & (1-D) & 0 & 0 & -1/R & 1/R \\ 0 & 0 & D & D & 1/R & -1/R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ I_{L3} \\ I_{L4} \\ V_{C2} \\ V_{C4} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D \\ D \\ (1-D) \\ (1-D) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (5.38)$$

Resolvendo estas equações para  $D = 0,5$  são obtidos os valores médios instantâneos que estão na equação (5.39).

$$\begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ I_{L3} \\ I_{L4} \\ V_{C2} \\ V_{C4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ V_i \\ V_i \end{bmatrix} \quad (5.39)$$

### 5.2.3 Modelo CA para Grandes Sinais

Assim, desprezando os termos de segunda ordem não-lineares que são muito menores em amplitude se comparados aos termos  $CA$  de primeira ordem [28], foram extraídas às equações 5.40 e 5.41, que são utilizadas para obtenção do modelo linearizado.

O ponto de linearização escolhido para extração do modelo será igual a  $D = 0,5$  por ser o ponto de operação médio do conversor. Para este ponto as correntes médias nos indutores são iguais a zero como ilustrado pela equação (5.39).

A observação das equações (5.40) e (5.41) leva à concluir que  $\hat{i}_{L1} = \hat{i}_{L2}$  e  $\hat{i}_{L3} = \hat{i}_{L4}$ .

Todos os valores de indutâncias constantes no conversor são feitas iguais, ou seja,  $L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L$ , assim como os valores de todas as capacitâncias, ou seja,  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C$ . Aplicando a transformada de Laplace e passando as equações (5.39) para o domínio da frequência foram obtidas as equações (5.42), que são mais fáceis de serem manipuladas.

$$K \frac{\partial \hat{x}(t)}{\partial t} = A \hat{x}(t) + (A_1 - A_2) + (B_1 - B_2)U \hat{d}(t) \quad (5.40)$$

$$\begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_4 \end{bmatrix} \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ i_{L4} \\ v_{C2} \\ v_{C4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_L & 0 & 0 & 0 & -(1-D) & 0 \\ 0 & -r_L & 0 & 0 & -(1-D) & 0 \\ 0 & 0 & -r_L & 0 & 0 & -(1-D) \\ 0 & 0 & 0 & -r_L & 0 & -(1-D) \\ (1-D) & (1-D) & 0 & 0 & -1/R & 1/R \\ 0 & 0 & D & D & 1/R & -1/R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ i_{L4} \\ v_{C2} \\ v_{C4} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2V_i \\ 2V_i \\ -2V_i \\ -2V_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d}(t) \quad (5.41)$$

Assim o conjunto de equações, já simplificadas pelas considerações anteriores, fica reduzido ao conjunto de equações (5.42).

$$\begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_4 \end{bmatrix} s \begin{bmatrix} \hat{i}_{L1}(s) \\ \hat{i}_{L4}(s) \\ \hat{v}_{C2}(s) \\ \hat{v}_{C4}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_L & 0 & -1/2 & 0 \\ 0 & -r_L & 0 & -1/2 \\ 1 & 0 & -1/R & 1/R \\ 0 & 1 & 1/R & -1/R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L1}(s) \\ \hat{i}_{L4}(s) \\ \hat{v}_{C2}(s) \\ \hat{v}_{C4}(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2V_i \\ -2V_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d}(s) \quad (5.42)$$

A resolução do conjunto de equações (5.42) fornece a função de transferência no domínio da frequência do conversor em malha aberta, dada pela expressão (5.43).

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{8nV_i}{s^2(2LC) + s\left(\frac{4L}{R} + 2r_L C\right) + \frac{4r_L}{R} + 1} \quad (5.43)$$

A partir da equação (5.43) a equação (5.44) é obtida com facilidade, a qual representa a tensão de saída do conversor em função da razão cíclica, esta equação é válida para a região onde a resposta do conversor é linear, fora desta região de operação o conversor apresentará distorções na forma de onda da tensão de saída e a equação (5.45) não poderá representar o conversor de forma precisa.

$$\hat{v}_o(s) = \frac{8nV_i}{s^2(2LC) + s\left(\frac{4L}{R} + 2r_L C\right) + \frac{4r_L}{R} + 1} \hat{d}(s) \quad (5.44)$$

Como  $\hat{d} = \frac{\hat{v}_{ref}}{2V_R}$ , então a equação (5.44) pode ser re-escrita resultando na equação (5.45).

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{ref}(s)} = \frac{1}{2V_R} \frac{8nV_i}{s^2(2LC) + s\left(\frac{4L}{R} + 2r_L C\right) + \frac{4r_L}{R} + 1} \quad (5.45)$$

Onde:

$\hat{d}$ , razão cíclica;

$\hat{v}_o$ , tensão de saída do conversor;

$\hat{v}_{ref}$ , tensão de referência;

$V_i$ , tensão da bateria (tensão de entrada);

$V_R$ , valor de pico da tensão dente de serra;

$R$ , resistência de carga;

$C$ , capacitância do filtro de saída do conversor;

$L$ , indutância.

## 5.3 Análise da Ondulação de Corrente

Será feito um estudo a partir do comportamento do conversor para dimensionar os semicondutores e elementos magnéticos se iniciando pelo estudo da ondulação da corrente sobre o indutor de entrada do conversor SEPIC CC-CA bidirecional isolado em alta frequência.

### 5.3.1 Ondulação de Corrente Sobre o Indutor de Entrada - $\Delta I_{Lmax}$

A ondulação de corrente é definida como a variação de corrente que flui pelo indutor durante o intervalo de tempo em que o interruptor  $S_1$  está conduzindo ( $DT$ ). A tensão sobre o indutor pode ser considerada constante e igual a tensão de entrada  $V_i$ .

Assim, para um período de comutação, a tensão sobre o indutor é igual a indutância  $L$  multiplicada pela razão entre a variação de corrente  $\Delta I$  e o intervalo de tempo em que o interruptor conduz  $\Delta T$ , como expressa a equação (5.46).

$$V_L = V_i = L \frac{\Delta I}{\Delta T} \quad (5.46)$$

A ondulação de corrente expressa pela equação (5.47) é obtida a partir da equação (5.46), substituindo  $\Delta T = DT$  por  $D/f_s$  e isolando  $\Delta I$ .

$$\Delta I = \frac{V_i D}{f_s L} \quad (5.47)$$

Para analisar o comportamento da ondulação sobre um período da tensão de saída (60Hz), é possível descrever a ondulação em função da razão cíclica, que por sua vez varia de forma senoidal no tempo como expressam as equações (5.30) e (5.48).

$$\Delta i(t) = \frac{V_i}{f_s L} \left( \frac{1}{2} + \frac{V_{op}}{8nV_i} \text{sen}(\omega t) \right) \quad (5.48)$$

A ondulação máxima de corrente sobre o indutor  $\Delta I_{Lmax}$  ocorrerá quando a razão cíclica  $d(t)$  estiver no seu valor máximo dentro da região linear, portanto,  $D_{max} = 0,7$ . Assim a ondulação de corrente máxima é expressa pela equação (5.49).

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{V_i D_{max}}{f_s L} \quad (5.49)$$

### 5.3.2 Ondulação Máxima da Corrente de Entrada - $\Delta I_{imax}$

A ondulação de corrente na fonte de entrada é menor que a ondulação no indutor  $L$ . Isto porque parte da ondulação será anulada, uma vez que os conversores CC-CC que compõe o conversor CC-CA trabalham com razão cíclica complementar. Se a operação do conversor for limitada a faixa linear de operação, cujos limites de razão cíclica ficam entre 0,3 e 0,7, a ondulação máxima é aproximadamente a metade da ondulação no indutor, ou seja:

$$\Delta I_{imax} = \frac{V_i D_{max}}{2f_s L} \quad (5.50)$$

## 5.4 Cálculo da Indutância Mínima - $L_{min}$

Um critério de projeto bastante aceito na literatura é limitar a ondulação em torno de 20% da corrente máxima de entrada. Assim:

$$\Delta I_{max} = \frac{I_{pk}}{5} \quad (5.51)$$

Com o estabelecimento deste critério e resolvendo a equação (5.50) é possível chegar a uma expressão para a indutância mínima necessária, expressa pela equação (5.52).

$$L_{min} = \frac{5V_i}{f_s I_{pk}} D_{max} \quad (5.52)$$

A potência de entrada  $P_i$  é dada pela multiplicação entre a tensão média de entrada  $V_i$  e a corrente média de entrada  $I_{avg}$ , como expressa a equação (5.53).

$$P_i = I_{avg} V_i = \frac{2}{\pi} I_{pk} V_i \quad (5.53)$$

A corrente de pico de entrada  $I_{pk}$  é então obtida pela equação (5.54). Esta equação é válida somente para carga resistiva, para carga indutiva e não-lineares o valor de pico da corrente de entrada deverá ser calculado de outra forma.

$$I_{pk} = \frac{\pi}{2} \frac{P_i}{V_i} \quad (5.54)$$



Com isto, a indutância mínima pode ser expressa em função da potência de entrada  $P_i$ . Como expressa a equação (5.55).

$$L_{min} = \frac{5}{\pi} \frac{V_i^2 D_{max}}{P_i f_s} \quad (5.55)$$

Considerando que a potência de entrada pode ser expressa pela equação (5.56),

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} \quad (5.56)$$

então, a indutância mínima  $L_{min}$  pode ser expressa pela equação (5.57) em função da potência de saída  $P_o$ .

$$L_{min} = \frac{5}{\pi} \frac{\eta V_i^2 D_{max}}{P_o f_s} \quad (5.57)$$

## 5.5 Projeto dos Elementos Magnéticos

A partir de agora se fará uma estudo para disponibilizar um metodologia para o correto dimensionamento dos elementos magnéticos do conversor.

Aqui serão definidas algumas variáveis para facilitar a leitura do texto:

$I_{FL}$  - corrente eficaz total a plena carga

$I_{pk}$  - corrente de pico máxima no transformador

$\Delta I_{max}$  - ondulação máxima de corrente

$L$  - indutância

$P_{max}$  - potência máxima

$R_T$  - resistência térmica por convecção natural

$\Delta T$  - elevação máxima de temperatura

$AP$  - produto das área do núcleo do transformador,  $A_e A_w$

$A_w$  - área total da janela do enrolamento

$A_{cu}$  - área total do condutor - considerando todo o enrolamento

$A_p$  - área total do condutor do enrolamento primário

$A_x$  - área do condutor de uma espira

$J_{max}$  - densidade máxima de corrente

$K_u$  - fator de utilização da janela  $= A_{cu} / A_w$

$K_p$  - fator de utilização da janela do primário

$K$  - fator de utilização do enrolamento

$n$  - relação entre o número de espiras primário/secundário

$N$  - número de espiras do primário

$P_{cu}$  - perdas no cobre

$A_e$  - área efetiva da janela central do núcleo

$B_{sat}$  - densidade de fluxo de saturação

$B_{max}$  - pico máximo de densidade de fluxo

$\Delta B_m$  - variação máxima da densidade de fluxo

$k_H$  - coeficiente de perdas por histerese

$k_E$  - coeficiente de perdas por correntes parasitas

$l_g$  - entreferro

$\mu_o$  - permeabilidade do ar  $4\pi 10^{-7}$

$P_c$  - perdas no núcleo

$V_e$  - volume do núcleo

### 5.5.1 Projeto do Transformador - $T$

O transformador do conversor SEPIC CC-CA bidirecional possui um comportamento bastante semelhante ao do transformador do conversor flyback. Este transformador consiste no acoplamento magnético de dois ou mais indutores.

A relação de transformação  $n$  do transformador, expressa pela equação (5.59), é obtida a partir da equação (5.58).

$$D_{max} = \frac{1}{2} + \frac{V_{op}}{8nV_i} \quad (5.58)$$

$$n = \frac{V_{op}}{8V_i(D_{max} - 0,5)} = \frac{\sqrt{2}V_o}{8V_i(D_{max} - 0,5)} \quad (5.59)$$

A acumulação de energia no elemento magnético ocorre no entreferro durante a primeira etapa de operação, para então, ser transferida ao lado secundário durante a segunda etapa.

A energia acumulada na indutância do primário será igual a armazenada no entreferro, como está expresso pela equação (5.60).

$$\frac{1}{2}LI^2 = \frac{1}{2}BHA_el_g \quad (5.60)$$

Aplicando a lei de Ampere, expressa na equação (5.61).

$$NI = Hl_g \quad (5.61)$$

Isolando  $Hl_g$  na equação (5.60) e fazendo a substituição na equação (5.61) é obtido o resultado mostrado na equação (5.62).

$$LI = BA_eN \quad (5.62)$$

Ao isolar  $N$  as expressões (5.63) são obtidas.

$$N = \begin{cases} \frac{LI}{BA_e} = \frac{LI_{pk}}{B_{max}A_e}, & \text{limitado por saturação} \\ \frac{L\Delta I}{\Delta BA_e} = \frac{L\Delta I_{pk}}{\Delta B_{max}A_e}, & \text{limitado por perdas no núcleo} \end{cases} \quad (5.63)$$

O produto  $NI$  amper-espiras é igual a densidade de corrente multiplicada pela área total do condutor do primário, como expressam as equações (5.64) e (5.65).

$$NI = A_p J = J A_w K \quad (5.64)$$

$$N = \frac{A_w JK}{I} = \frac{A_w J_{max} K}{I_{FL}} \quad (5.65)$$

No caso em que o transformador é dimensionado pela saturação, a equação (5.63) será igualada a (5.65), como mostra a equação (5.66).

$$\frac{A_w JK}{I} = \frac{A_w J_{max} K}{I_{FL}} = \frac{LI_{pk}}{B_{max}A_e} \quad (5.66)$$

A equação (5.67) é obtida isolando o produto das áreas ( $A_e A_w$ ) e convertendo as dimensões para centímetros.

$$AP = A_e A_w = \frac{LI_{pk} I_{FL} 10^4}{J_{max} K B_{max}} \quad [cm^4] \quad (5.67)$$

No caso onde o núcleo é calculado pelo critério do limite de saturação, as perdas no núcleo não são dominantes e os enrolamentos podem operar numa densidade de corrente

que produzirá um aumento de temperatura de 30°C com ventilação natural por convecção.

A expressão empírica (5.68) [32] permite calcular esta densidade de corrente.

$$J_{30} = 420AP^{-0.24} \quad [A/cm^2] \quad (5.68)$$

Substituindo (5.68) em (5.67) e resolvendo:

$$AP = A_e A_w = \left( \frac{LI_{pk}I_{FL}10^4}{420KB_{max}} \right)^{1.131} \quad [cm^4] \quad (5.69)$$

Para o cálculo do produto  $A_e A_w$  considerando as perdas no núcleo é possível escrever a equação (5.70).

$$AP = A_e A_w = \frac{L\Delta I_m I_{FL}10^4}{J_{max}K\Delta B_m} \quad [cm^4] \quad (5.70)$$

Assumindo uma elevação de 15°C de temperatura ocasionada pelas perdas no núcleo e 15°C ocasionada pelas perdas nos enrolamentos, a densidade de corrente será expressa pela equação (5.71), [32].

$$J_{15} = 297AP^{-0.24} \quad [A/cm^2] \quad (5.71)$$

$J_{15}$  será substituído por  $J_{max}$  em (5.70). Primeiro, será achado o valor de  $\Delta B_m$  que resultará em 15°C de elevação pelas perdas no núcleo. As perdas no núcleo por  $cm^3$  podem ser calculadas da seguinte fórmula empírica [32]:

$$P_C/cm^3 = \Delta B_m^{2.4}(k_H f + K_E f^2) \quad [W/cm^3] \quad (5.72)$$

A elevação de temperatura depende da relação  $P_C/cm^3$ , assim como do volume e da resistência térmica do núcleo.

$$\Delta T = 15^\circ C = R_t V_e (P_c/cm^3) \quad [^\circ C] \quad (5.73)$$

A resistência térmica e volume do núcleo são relacionados empiricamente com o produto das áreas  $A_e A_w$  pelas equações (5.74) e (5.75).

$$RT = 23AP^{-0.37} \quad [^\circ C/W] \quad (5.74)$$

$$V_e = 5.7AP^{0.68} \quad [cm^3] \quad (5.75)$$

Substituindo (5.72), (5.74) e (5.75) em (5.73) e isolando  $\Delta B_m$ :

$$\Delta B_m = \frac{0.405AP^{-0.129}}{k_H f + K_E f^2} 417 \quad (5.76)$$

Substituindo (5.71) e (5.76) em (5.70) e isolando o produto  $A_e A_w$  requerido pelo critério das perdas no núcleo é obtida a expressão (5.77).

$$AP = A_w A_e = \left( \frac{L \Delta B m I_{FL} 10^4}{120 K} \right)^{1.58} (k_H + k_E f^2)^{0.66} \quad [cm^4] \quad (5.77)$$

Para calcular a secção de fio necessária para o indutor e o transformador é preciso conhecer o valor da corrente eficaz que circula por eles, esta corrente pode ser calculada pela equação (5.78), [32].

$$I_{Lrms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left( \frac{1}{2} i_a(\omega t) \right)^2 d\omega t} \quad (5.78)$$

Através da equação (5.79) é possível calcular a secção do fio.

$$Ap_{cobre} = \frac{I_{Lrms}}{J} \quad (5.79)$$

Para evitar as implicações do efeito pelicular, o cálculo do diâmetro máximo será feito pelas equações (5.80) e (5.81).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (5.80)$$

$$Diametro_{max} = 2\Delta \quad (5.81)$$

O número de fios em paralelo será dado pela expressão (5.82).



$$NF_L = \frac{Ap_{cobre}}{A_{cond}} \quad (5.82)$$

Onde,

$Ap_{cobre}$  representa a área de cobre total, de um condutor equivalente, para atender a corrente eficaz calculada.

$A_{cond}$  é a área do condutor escolhido pelo critério do efeito pelicular.

Depois de realizadas todas as etapas do projeto físico do transformador é calculado a possibilidade de execução. Para isto é necessário calcular a área que os enrolamentos ou enrolamento irá ocupar.

$$Area_{ocupada} = \sum A_i \cdot n_i \cdot N_i \quad (5.83)$$

Onde,

$i$  - número do enrolamento;

$A_i$  - área total do fio condutor, incluindo o isolamento, do enrolamento  $i$ ;

$n_i$  - número de condutores em paralelo, do enrolamento  $i$ ;

$N_i$  - número de espiras do enrolamento  $i$ .

Para construir o transformador, a relação entre a área ocupada pelos enrolamentos e a área do núcleo deve ser menor que 0,5, como expressa a equação (5.84).

$$\frac{Area_{ocupada}}{A_w} < 0,5 \quad (5.84)$$

Caso contrário o projeto deve ser refeito, alterando a densidade de fluxo magnético ( $B$ ), a densidade de corrente ( $J$ ), ou mesmo escolhendo um núcleo imediatamente superior ao inicialmente empregado.

## 5.6 Determinação das Capacitâncias

### 5.6.1 Ondulação no Capacitor $C_1$ - $\Delta V_{C1}$

Para um período de comutação a ondulação de tensão no capacitor pode ser obtida a partir da expressão (5.85).

$$\Delta I_{C1} = C_1 \frac{\Delta V_{C1}}{DT} \quad (5.85)$$

A máxima ondulação de corrente que passará pelo capacitor  $C_1$  será considerada igual a ondulação máxima no indutor  $L$ . Portanto  $\Delta I_{C1} = \Delta I_{Lmax}$ .

$$\Delta V_{C1} = \Delta V_{C2} = \frac{\Delta I_{Lmax} D_{max} T}{C1} \quad (5.86)$$

Assim a expressão para o cálculo de  $C_1$  e  $C_2$  (5.87) é obtida a partir da expressão (5.86).

$$C_1 = C_2 = \frac{\Delta I_{Lmax} D_{max} T}{\Delta V_{C1}} \quad (5.87)$$

Onde,

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{2I_{pk}}{5} = \frac{\pi P_i}{5V_i} \quad (5.88)$$

Especificando uma ondulação igual a 5% da tensão de entrada e substituindo  $T$  por  $1/f_s$  é obtida a expressão (5.89).

$$C_1 = C_2 = 20 \frac{\Delta I_{Lmax} D_{max}}{V_i f_s} \quad (5.89)$$

A ondulação de corrente  $\Delta I_{C3max} = \Delta I_{C4max}$  que circula sobre os capacitores de saída  $C_3$  e  $C_4$  será o dobro da ondulação máxima  $\Delta I_{Lmax}$  que circula sobre o indutor  $L$ .

A ondulação na tensão de saída  $\Delta V_o$ , é reduzida aproximadamente pela metade através da anulação de parte da ondulação, como expressa a equação (5.90), pela somatória das ondulações  $\Delta V_{C1}$  e  $\Delta V_{C2}$ . Semelhante ao que ocorre com a ondulação da corrente de entrada.

$$\Delta V_o = \frac{\Delta V_{C3}}{2} \quad (5.90)$$

A expressão para o cálculo dos capacitores  $C_3$  e  $C_4$  (5.92) é obtida substituindo (5.91) em (5.90) e resolvendo a expressão para os capacitores  $C_3$  e  $C_4$ .

$$\Delta V_{C3} = \Delta V_{C4} = \frac{2\Delta I_{Lmax} D_{max} T}{C_3} \quad (5.91)$$

$$C_3 = C_4 = \frac{\Delta I_{Lmax} D_{max} T}{n\Delta V_o} \quad (5.92)$$

Especificando uma ondulação de saída igual a 5% da tensão de pico de saída e substituindo  $T$  por  $1/f_s$  é obtida a expressão (5.93).

$$C_3 = C_4 = 20 \frac{\Delta I_{Lmax} D_{max}}{nV_{op}f_s} \quad (5.93)$$

Para que  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4$  é recomendado que se adote o maior valor de capacitância obtido nas equações (5.89) e (5.93).

## 5.7 Esforços nos Semicondutores $S_1$ e $S_3$

### 5.7.1 Tensão Máxima nos Interruptores $S_1$ e $S_3$

A tensão no interruptor  $V_{S1}$ , expressa na equação (5.94), é igual a tensão de entrada  $V_i$  somada a tensão no capacitor  $V_{C1}$  expressa pela equação (5.1).

$$v_{S1}(\omega t) = V_i + v_{C1}(\omega t) = V_i + \frac{d(\omega t)}{1 - d(\omega t)} V_i \quad (5.94)$$

A tensão máxima sobre o interruptor ocorre quando a razão cíclica atinge seu valor máximo  $D_{max} = 1/2 + V_{op}/8nE$ . Como está expresso pela equação (5.95).

$$V_{S1max} = V_i + \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} V_i = \frac{V_i}{1 - D_{max}} \quad (5.95)$$

A tensão máxima no interruptor  $S_3$  tem o mesmo valor da tensão máxima no interruptor  $S_1$ , portanto

$$V_{S3max} = V_{S1max} = \frac{V_i}{1 - D_{max}} \quad (5.96)$$

### 5.7.2 Corrente Eficaz nos Interruptores $S_1$ e $S_3$ - $I_{S1rms}$ e $I_{S3rms}$

O valor da corrente eficaz no interruptor  $S_1$  pode ser obtido a partir da equação (5.97). Com a substituição da equação (5.15) e da equação (5.13) é obtida a equação (5.98), assim como, com substituição do valor da razão cíclica expressa pela equação (5.30) na equação (5.98) são obtidas as equações (5.99) e (5.100).

$$I_{S1rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} (i_{S1}(\omega t))^2 d(\omega t) d\omega t} \quad (5.97)$$

$$I_{S1rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left( \frac{2d(\omega t) - 1}{d(\omega t)(1 - d(\omega t))^2} \frac{n^2 V_i P_o}{V_o^2} \right)^2 d(\omega t) d\omega t} \quad (5.98)$$

$$I_{S1rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left( \frac{2(0,5 + D_p \text{sen}(\omega t)) - 1}{(0,5 + D_p \text{sen}(\omega t))(1 - (0,5 + D_p \text{sen}(\omega t)))^2} \frac{n^2 V_i P_o}{V_o^2} \right)^2 (0,5 + D_p \text{sen}(\omega t)) d\omega t} \quad (5.99)$$

$$I_{S1rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left( \frac{2D_p \text{sen}(\omega t)}{(0,5 + D_p \text{sen}(\omega t))(1 - (0,5 + D_p \text{sen}(\omega t)))^2} \frac{n^2 V_i P_o}{V_o^2} \right)^2 (0,5 + D_p \text{sen}(\omega t)) d\omega t} \quad (5.100)$$

O valor da corrente eficaz no interruptor  $S_3$  pode ser obtido a partir da equação (5.101). A substituição da equação (5.17) e da equação (5.14) resultou na equação (5.102), assim como, a substituição do valor da razão cíclica expressa pela equação (5.30) na equação 5.102 levou às equações (5.103) e (5.104).

$$I_{S3rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} (i_{S3}(\omega t))^2 (1 - d(\omega t)) d\omega t} \quad (5.101)$$

$$I_{S3rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left( \frac{2d(\omega t) - 1}{d(\omega t)^2(1 - d(\omega t))} \frac{n^2 V_i P_o}{V_o^2} \right)^2 (1 - d(\omega t)) d\omega t} \quad (5.102)$$

$$I_{S3rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left( \frac{2(0,5 + D_p \text{sen}(\omega t)) - 1}{(0,5 + D_p \text{sen}(\omega t))^2(1 - (0,5 + D_p \text{sen}(\omega t)))} \frac{n^2 V_i P_o}{V_o^2} \right)^2 \left( 1 - (0,5 + D_p \text{sen}(\omega t)) \right) d\omega t} \quad (5.103)$$

$$I_{S3rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left( \frac{2D_p \text{sen}(\omega t)}{(0,5 + D_p \text{sen}(\omega t))^2(0,5 - D_p \text{sen}(\omega t))} \frac{n^2 V_i P_o}{V_o^2} \right)^2 (0,5 - D_p \text{sen}(\omega t)) d\omega t} \quad (5.104)$$

Assim, como esperado, há evidências que a corrente eficaz em  $S_1$  é igual a corrente eficaz em  $S_3$ . Para calcular a corrente eficaz nos interruptores  $S_2$  e  $S_4$  é realizado um procedimento similar ao que é feito para serem obtidas as correntes eficazes para  $S_1$  e  $S_3$ .

### 5.7.3 Corrente Média nos Interruptores $S_1$ e $S_3$

Para calcular as correntes médias nos interruptores  $S_1$  e  $S_3$  pode ser utilizada a equação (5.108) deduzida nas equações (5.105), (5.106) e (5.107).

$$I_{S1avg} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} (i_{S1}(\omega t)) d(\omega t) d\omega t \quad (5.105)$$

$$I_{S1avg} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left( \frac{2d(\omega t) - 1}{d(\omega t)(1 - d(\omega t))} \frac{n^2 V_i P_o}{V_o^2} \right) d(\omega t) d\omega t \quad (5.106)$$

$$I_{S1avg} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left( \frac{2(0,5 + D_p \sin(\omega t)) - 1}{(0,5 + D_p \sin(\omega t))(1 - (0,5 + D_p \sin(\omega t)))^2} \frac{n^2 V_i P_o}{V_o^2} \right) (0,5 + D_p \sin(\omega t)) d\omega t \quad (5.107)$$

$$I_{S1avg} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left( \frac{2D_p \sin(\omega t)}{(0,5 + D_p \sin(\omega t))(1 - (0,5 + D_p \sin(\omega t)))^2} \frac{n^2 V_i P_o}{V_o^2} \right) (0,5 + D_p \sin(\omega t)) d\omega t \quad (5.108)$$

É importante notar que, este valor de corrente média é para um ciclo inteiro da frequência da tensão de saída ( $60Hz$ ). Há muitas formas possíveis de implementar um interruptor. Com isto, a corrente média de interesse para o cálculo das perdas pode ser diferente, dependendo não só do tipo de interruptor implementado, mas também do tipo de carga.

Por exemplo, supondo carga resistiva, se o interruptor escolhido for um MOSFET com diodo intrínseco rápido ( $t_{rr} < 250ns$ ), por exemplo, a corrente média deve ser integrada no intervalo entre  $\theta_1 = \pi$  e  $\theta_2 = 2\pi$ , que é o período em que o interruptor conduzirá reversamente. Já para o intervalo de condução direta do MOSFET, o que interessa é a corrente eficaz durante o intervalo de tempo de  $\theta_1 = 0$  à  $\theta_2 = \pi$ . Assim, neste caso as perdas totais por condução serão a somatória entre, a multiplicação da resistência de condução do MOSFET e o quadrado da corrente eficaz  $r_{dson} I_{S1rms}^2$ . As perdas no diodo serão a somatória da corrente média reversa multiplicada pela queda de tensão do diodo intrínseco mais a resistência intrínseca do diodo multiplicada pela corrente eficaz ao quadrado, ou seja,  $Pd = I_{avg} V_F + r_F I_{dRMS}^2$ .

## 5.8 Esforços nos Semicondutores $S_2$ e $S_4$

### 5.8.1 Tensão Máxima nos Interruptores $S_2$ e $S_4$

A tensão máxima no interruptor  $S_2$  ocorrerá quanto a tensão no capacitor  $C_1$  for máxima, como expresso pela equação (5.109). O valor máximo de tensão no interruptor  $S_4$  é igual ao valor máximo de tensão no interruptor  $S_2$ .

$$V_{S2max} = V_{S4max} = V_i + V_{C1max} = V_i + \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} n V_i \quad (5.109)$$

### 5.8.2 Corrente Eficaz nos Interruptores $S_2$ e $S_4$

As correntes eficazes nos interruptores  $S_2$  e  $S_4$  podem ser obtidas através da equação (5.110).

$$I_{S2rms} = \sqrt{\int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{2\pi} \left( \frac{v_o(\omega t)}{R} \right)^2 d(\omega t) d\omega t} = \sqrt{\int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{2\pi} \left( \frac{V_{op} \text{sen}(\omega t)}{R} \right)^2 (0,5 + D_p \text{sen}(\omega t)) d\omega t} \quad (5.110)$$

Como  $R = V_o^2 / P_o$  então é possível escrever a equação (5.110) como:

$$I_{S2rms} = \sqrt{\int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{2\pi} \left( \frac{v_o(\omega t)}{R} \right)^2 d(\omega t) d\omega t} = \sqrt{\int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{2\pi} \left( \frac{\sqrt{2} P_o \text{sen}(\omega t)}{V_o} \right)^2 (0,5 + D_p \text{sen}(\omega t)) d\omega t} \quad (5.111)$$



### 5.8.3 Corrente Média nos Interruptores $S_2$ e $S_4$

As correntes médias nos interruptores  $S_2$  e  $S_4$  podem ser calculadas através da equação (5.112).

$$I_{S2avg} = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{2\pi} \left( \frac{v_o(\omega t)}{R} \right) d(\omega t) d\omega t = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{2\pi} \left( \frac{V_{op} sen(\omega t)}{R} \right) (0,5 + D_p sen(\omega t)) d\omega t \quad (5.112)$$

### 5.8.4 Corrente Média nos Diodos $D_1$ e $D_3$

As correntes médias nos diodos  $D_1$  e  $D_3$  podem ser calculadas através da equação (5.113).

$$I_{D1avg} = I_{D3avg} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left( \frac{2D_p sen(\omega t)}{(0,5 + D_p sen(\omega t))(1 - (0,5 + D_p sen(\omega t)))^2} \frac{nV_i P_o}{V_o^2} \right) (0,5 + D_p sen(\omega t)) d\omega t \quad (5.113)$$

### 5.8.5 Corrente Média nos Diodos $D_2$ e $D_4$

As correntes médias nos diodos  $D_2$  e  $D_4$  podem ser calculadas através da equação (5.114).

$$I_{D2avg} = I_{D4avg} = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{2\pi} \left( \frac{v_o(\omega t)}{R} \right) d(\omega t) d\omega t = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{2\pi} \left( \frac{V_{op} sen(\omega t)}{R} \right) (0,5 + D_p sen(\omega t)) d\omega t \quad (5.114)$$

## 5.9 Estimativa das Perdas

### 5.9.1 Perdas por Condução

As perdas por condução nos interruptores serão estimadas utilizando a equação (5.115).

$$P_{Scond} = R_{DSon} I_{Sirms}^2 \quad (5.115)$$

Onde:

$R_{DSon}$ , resistência dreno-source do MOSFET.

$I_{Sirms}$ , corrente eficaz (*rms*) do respectivo interruptor  $i$ .

As perdas por condução nos diodos são estimadas utilizando a equação (5.116).

$$P_{Dcond} = V_{Fon} I_{Siavg} + r_f I_{irms}^2 \quad (5.116)$$

Onde,

$V_{Fon}$ , queda de tensão direta do diodo.

$I_{Diavg}$ , corrente média sobre o diodo.

$r_f$ , resistência de condução do diodo.

$I_{irms}$ , corrente eficaz no interruptor  $i$ .

### 5.9.2 Perdas por Comutação

As perdas por comutação nos interruptores são estimadas utilizando a equação (5.117).

$$P_{Scom} = \frac{1}{2}(t_{on} + t_{off})f_s I_{comavb} V_{ds} \quad (5.117)$$

### 5.9.3 Perdas por Recuperação Reversa

As perdas por recuperação reversa nos interruptores serão estimadas utilizando a equação (5.118).

$$P_{Scom} = \frac{1}{2}(t_{on} + t_{off})f_s I_{comavb} V_{ds} \quad (5.118)$$

## 5.10 Cálculo Térmico

O objetivo do cálculo térmico é garantir que a temperatura de junção do componente não ultrapasse o valor máximo definido pelo fabricante.

Em conformidade com o circuito elétrico é possível escrever a equação que rege o cálculo da resistência térmica entre a junção e o ambiente.

$$R_{ja} = \frac{T_j - T_a}{P_D} \quad (5.119)$$

Onde,

$R_{ja}$  = resistência térmica junção-ambiente[°C/W];

$T_j$  = temperatura de junção [°C];

$T_a$  = temperatura ambiente [°C];

$P_D$  = potência dissipada pelo componente [W].

A resistência junção-ambiente pode, ainda, ser considerada como a associação em série de todas as resistências térmicas presentes.

Onde,

$R_{jc}$  = resistência térmica junção-ambiente[°C/W];

$R_{cd}$  = resistência térmica cápsula-dissipador[°C/W];

$R_{da}$  = resistência térmica dissipador-ambiente[°C/W];

Substituindo (5.119) em (5.120) é obtida a resistência térmica dissipador-ambiente.

$$R_{da} = \frac{T_J - T_A}{P_D} + R_{cd} + R_{ja} \quad (5.120)$$

## 5.11 Considerações Sobre a Escolha dos Semicondutores

### 5.11.1 Recuperação Reversa

O tempo de recuperação reversa e a amplitude do pico reverso de corrente de um diodo, são funções da carga armazenada na junção. Esta característica é relevante e deve ser levada em conta em conversores de alta frequência. Se alguma forma de indutância estiver presente no circuito, a taxa em que a corrente reversa decai (abruptamente ou suavemente) também determina a amplitude do transitório de tensão, a uma taxa de  $-L\partial i/\partial t$ . Este transitório pode causar ruído e interferência eletromagnética (EMI) e afetar a operação de outros conversores e/ou equipamentos.

Os diodos lentos são geralmente utilizados em baixa frequência. Os diodos com recuperação reversa rápida podem ser utilizados em frequências médias.

Embora o processo de dopagem de ouro melhore as características da recuperação reversa de um diodo, a dopagem com ouro tende a aumentar tanto a tensão em condução direta como a corrente de fuga.

Diodos ultra-rápidos usam uma estrutura planar, epitaxial para conseguir um tempo de recuperação reversa equivalente a diodos Schottky e tem tensão reversa máxima várias vezes maior que os retificadores Schottky. O tempo de recuperação reversa  $t_{rr}$  também aumenta com a temperatura.

## 5.12 Projeto do Compensador

O projeto do compensador é elaborado com o auxílio de programa computacional, utilizando o critério de estabilidade da margem de fase no diagrama de bode. O procedimento clássico de projeto é o mesmo visto no capítulo 4 item 4.5.4 quando é abordado o controlador proporcional integral.

## 5.13 Conclusão

Este capítulo apresentou a principal contribuição deste trabalho, onde foi proposto, estudado e analisado o conversor SEPIC CC-CA bidirecional isolado em alta frequência.

Concluiu-se que a análise teórica das principais variáveis do conversor, serviu para descrever o funcionamento do conversor de forma analítica, o que ajudou a elucidar o comportamento do conversor.

A linearização do ganho estático do conversor e da razão cíclica seguiram os mesmos passos do estudo realizado para o conversor Flyback CC-CA bidirecional, mostrando inclusive uma grande similaridade entre os dois conversores no que tange ao equacionamento destas variáveis.

Apesar da complexibilidade do conversor foi possível levantar um modelo da função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica. Conclui-se então que o conversor SEPIC CC-CA isolado pode ser representado por um modelo de segunda ordem se forem adotados valores de capacitores e indutores adequados, levando a simplificação

do sistema.

Foi proposta obter uma metodologia para a correta escolha e dimensionamento dos elementos magnéticos do conversor.

Conclui-se ainda que, devido as características lineares deste conversor é possível utilizar, como ferramenta de análise, todas as técnicas clássicas já existentes, como a transformada de Laplace por exemplo e o controle pôde ser projetado utilizando ferramentas como o diagrama de bode.

# Capítulo 6

## Implementação dos Protótipos e Resultados Experimentais

### 6.1 Introdução

Para comprovar a análise teórica desenvolvida nos capítulos anteriores são implementados dois protótipos do Conversor SEPIC CC-CA Bidirecional em laboratório, um com potência de 400W e outro com potência de 1kW.

Os resultados experimentais como formas de ondas, taxa de distorção harmônica e rendimento são apresentados e discutidos ao longo deste capítulo.



## 6.2 Projeto de um Conversor SEPIC CC-CA

### Bidirecional de 400W

Este protótipo, cujo esquemático é mostrado na Fig. 6.1, foi projetado visando o emprego de transistores do tipo MOSFETs, no entanto, devido a problemas de recuperação reversa nos diodos os mesmos foram substituídos por IGBTs. Os cálculos do projeto podem ser vistos no Anexo A.

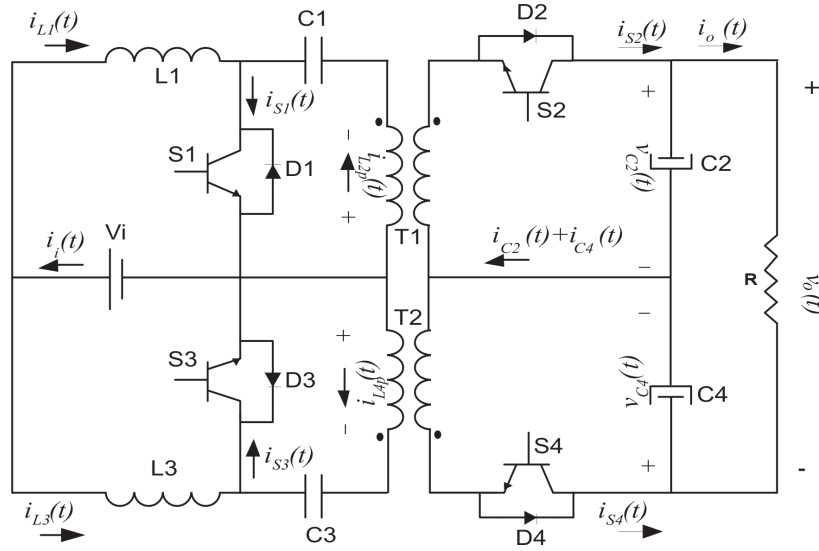


Figura 6.1: Conversor SEPIC CC-CA bidirecional isolado.

#### 6.2.1 Resultados de Simulação

As tensões nos capacitores  $C_2$  e  $C_4$  são traçadas na Fig. 6.2(a) e podem ser comparadas com o resultado da análise teórica vista na Fig. 5.2, assim equações (5.1) e (5.2) ficam validadas.

A tensão  $v_o(\omega t)$  e a corrente  $i_o(\omega t)$  de saída com carga resistiva obtida por simulação é apresentada na Fig. 6.2(b) mostrando um forma de onda senoidal com frequência de  $60Hz$  e valor eficaz igual a  $110V_{rms}$ .

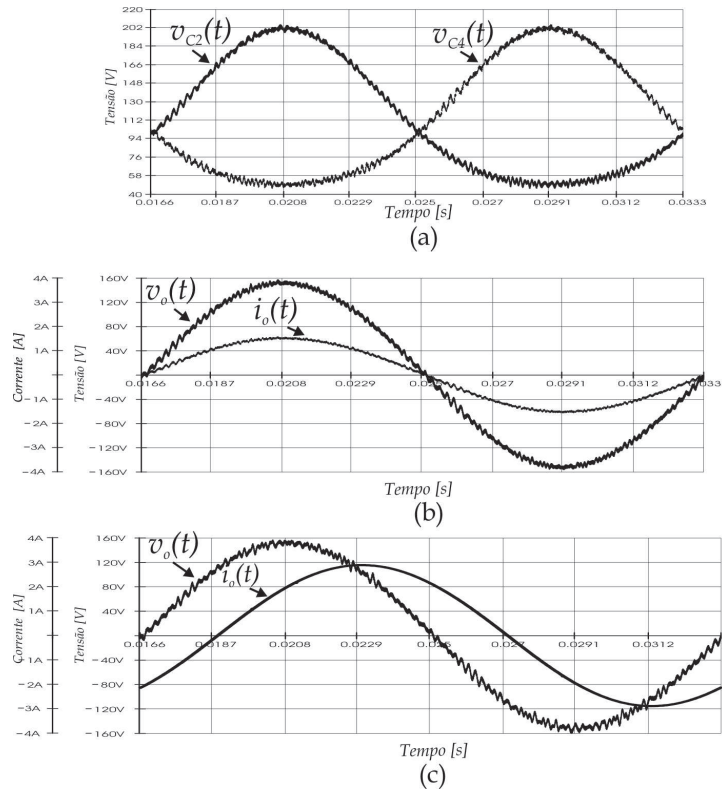


Figura 6.2: a) Tensão  $v_{C2}$  e  $v_{C4}$  obtidas por simulação, b) tensão e corrente de saída com carga resistiva, c) tensão e corrente de saída com carga resistiva/indutiva ( $RL$ )

Para comprovar a bidirecionalidade do conversor o mesmo é simulado com carga resistiva/indutiva ( $RL$ ) sendo a tensão e corrente de saída apresentados na Fig. 6.2(c).

O resultado da simulação, onde é aplicado um degrau de carga resistiva de 50% para 100%, é mostrado na Fig. 6.3(a), sendo o mesmo simulado para carga  $RL$  cujos resultados podem ser vistos na Fig. 6.3(b).

O conversor apresentou uma excelente resposta dinâmica tendo como tempo de respos-

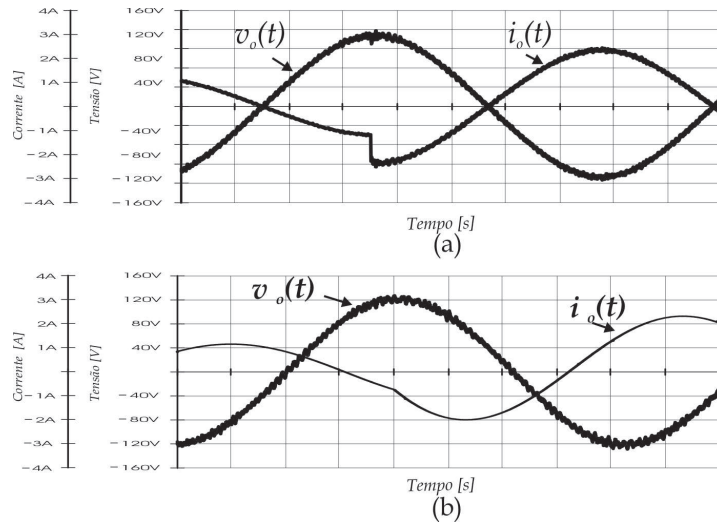


Figura 6.3: a) resposta a um degrau de carga resistiva, b) resposta a um degrau de carga resistiva/indutiva ( $RL$ ).

ta aproximadamente  $100\mu s$ . Esta resposta dinâmica foi atribuída a uma escolha adequada dos parâmetros do conversor, escolhendo um valor para indutância que assegure uma resposta rápida do sistema mas ao mesmo tempo não ocasione um ondulação excessiva que comprometa o rendimento do conversor.

Para que se possa ter uma idéia de como a indutância  $L = L_1 = L_2 = L_3 = L_4$  influencia na dinâmica do conversor é traçado na Fig. 6.4 o diagrama de Bode da função de transferência do conversor parametrizado pela indutância.

Com este diagrama é possível observar que quanto menor o valor da indutância maior será a dinâmica do sistema, isto sugere a utilização de uma frequência de comutação tão elevada quando possível, balanceando perdas de comutação com perdas por condução.

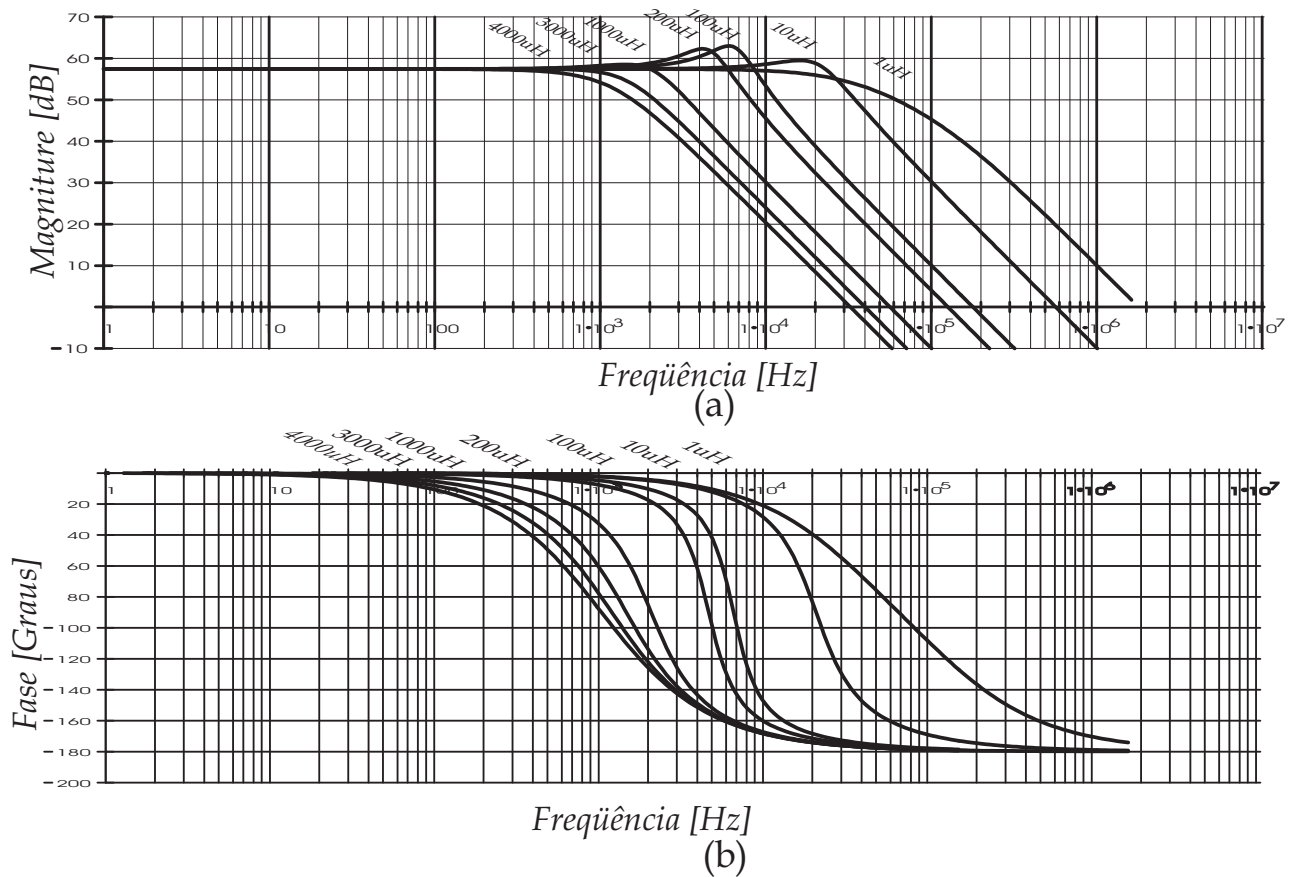


Figura 6.4: Ganho da FTMA parametrizada pela indutância  $L$ .

### 6.2.2 Resultados Experimentais

Para validar toda a análise teórica e as simulações é implementado um protótipo com os parâmetros mostrados na Tab. 6.1.

Os interruptores são implementados com transistores do tipo IGBT empregando diodos ultra rápidos *ultrafast* em anti-paralelo com os mesmos. O circuito de comando foi implementado empregando optoacopladores o que exigiu um fonte auxiliar com duas saídas isoladas de  $18V_{cc}$ .

O gerador de triangular e o circuito de geração de tempo morto são implementados

Tabela 6.1: Parâmetros do Conversor SEPIC CC-CA bidirecional isolado em alta frequência.

<b>Dados do protótipo de laboratório</b>	
Tensão de entrada $v_i(t) = V_{bat}$	100V
Tensão de saída eficaz $V_{rms}$	115V
Potência de saída $P_o$	400VA
Frequência de comutação $f_s$	65kHz

utilizando componentes discretos com amplificadores operacionais e circuitos lógicos. Para gerar a referência senoidal é utilizado um gerador de funções.

A Fig. 6.5(a) mostra a tensão e a corrente de saída do conversor trabalhando em malha fechada com carga resistiva, tendo 115V como valor eficaz e frequência de 60Hz.

A Taxa de Distorção Harmonica (TDH) obtida é de 4,89%, estando o protótipo em malha fechada. Os resultados, obtidos em malha fechada, com variação de carga de 50% para 100% são mostrados na Fig. 6.5(b) e na detalhes em Fig. 6.5(c). A tensão de saída sofreu uma pequena perturbação que é prontamente restaurada pela ação do controlador projetado, comprovando toda a análise teórica e os resultados de simulação.

Para comprovar a bidirecionalidade do conversor foi realizado um ensaio de laboratório onde um motor de indução foi utilizado como carga. Os resultados deste experimento são mostrados na Fig. 6.6(a)(b)(c) que mostra a tensão e corrente no motor com amplitude e frequência diferentes. Isto comprova que este conversor também pode ser utilizado para fazer o acionamento de um motor de indução, por exemplo.

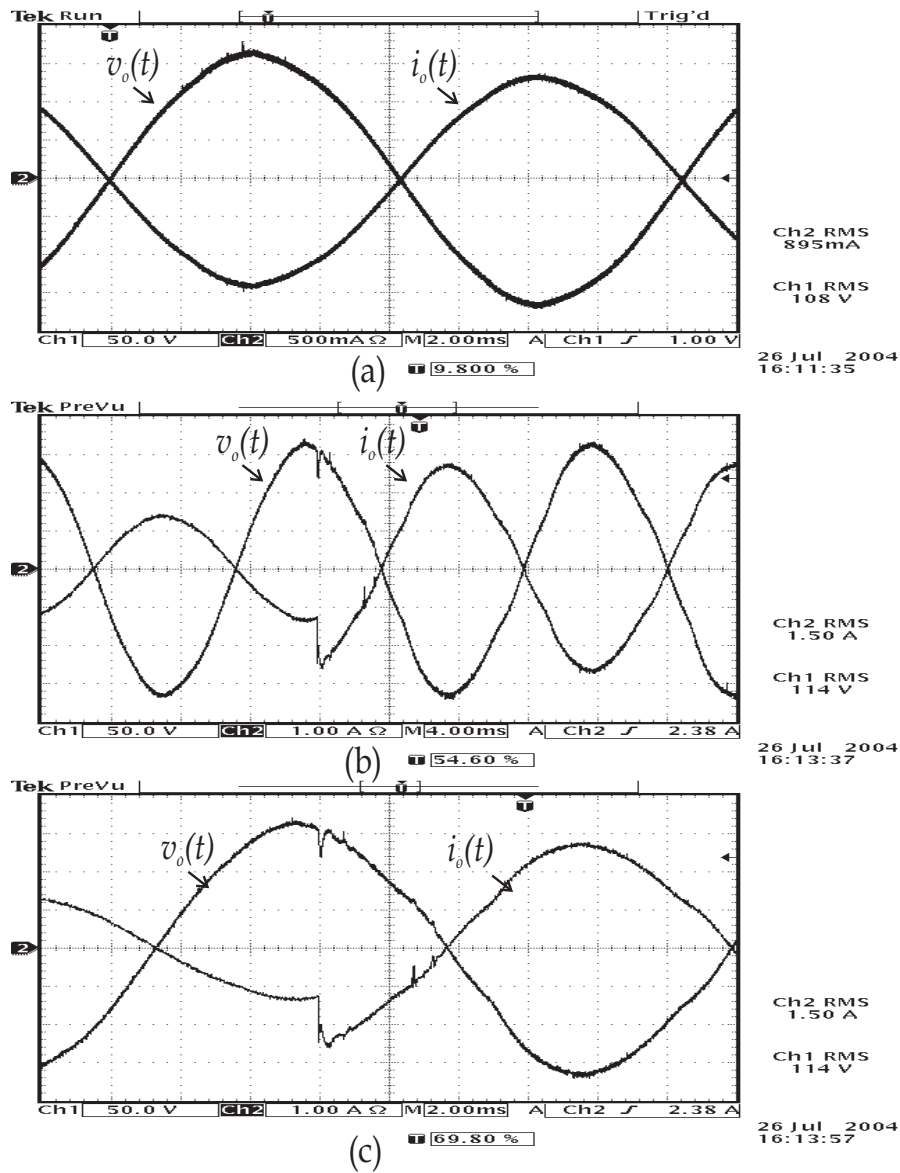
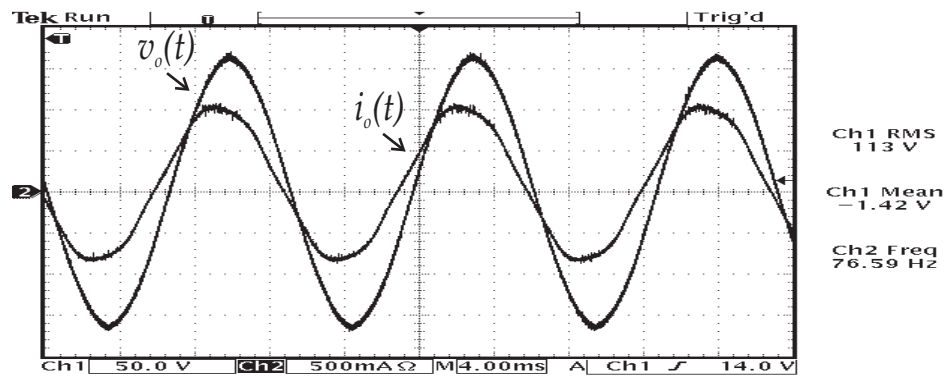
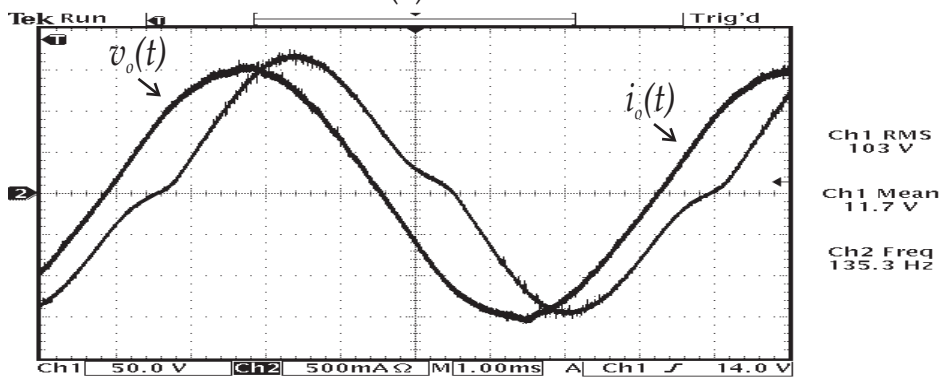


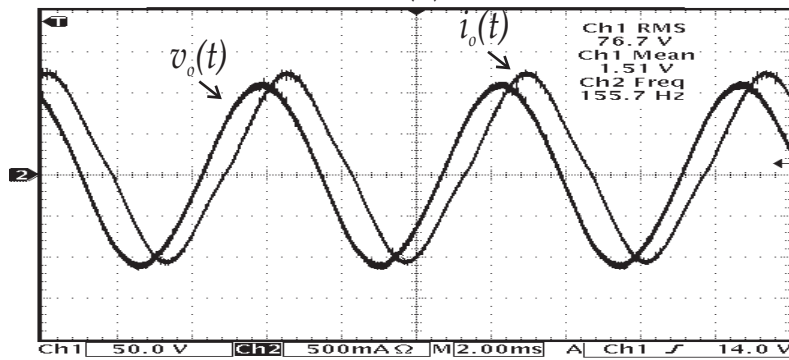
Figura 6.5: Resultados experimentais a) carga resistiva b) degrau de carga resistiva c) detalhe do degrau de carga resistiva.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.6: a) carga motor de indução b) detalhe carga motor de indução c) motor de indução com mais carga.

## 6.3 Projeto de um Conversor SEPIC de 1kW

Vale enfatizar mais uma vez que este protótipo foi projetado a princípio empregando transistores do tipo MOSFETs, no entanto, devido a problemas de recuperação reversa nos diodos intrínsecos dos transistores MOSFETs, os quais foram detectados somente na implementação dos protótipos, a qual somente ocorreu na fase final desta tese, os mesmos foram substituídos por IGBTs. Os cálculos do projeto podem ser vistos no Anexo B. A Fig. 6.7 mostra a foto do protótipo implementado, a placa de controle não aparece na foto mas apresenta tamanho bastante reduzido (5cmx6cm).

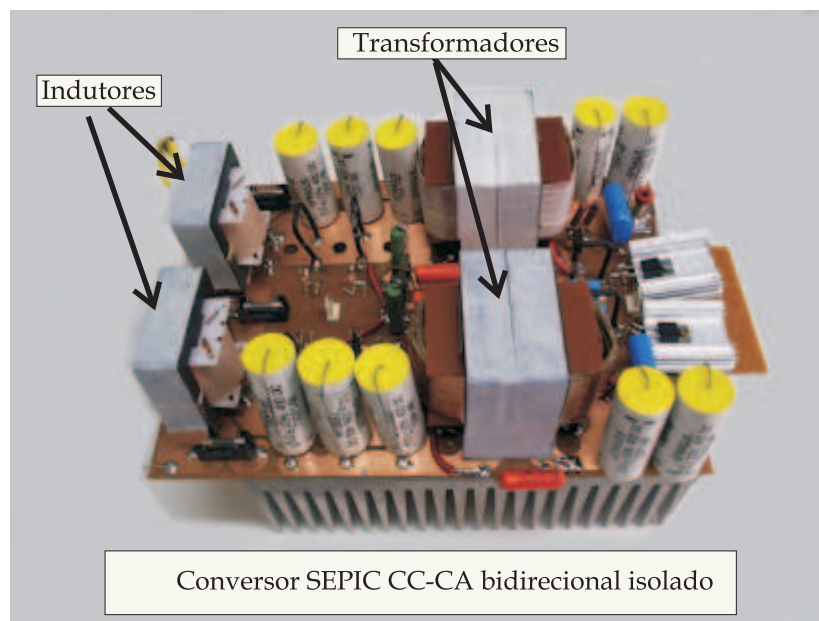


Figura 6.7: Foto do protótipo do inversor SEPIC 1kW implementado.

Todos os elementos magnéticos, ou seja, os dois indutores e os dois transformadores do inversor SEPIC totalizaram uma massa de 1,050Kg.

Um autotransformador construído com chapas de ferro-silício para 1kVA apresenta



uma massa de aproximadamente 7Kg enquanto um transformador possui uma massa de 13Kg. O gráfico comparativo entre as diferentes massas pode ser visto na Fig. 6.8.

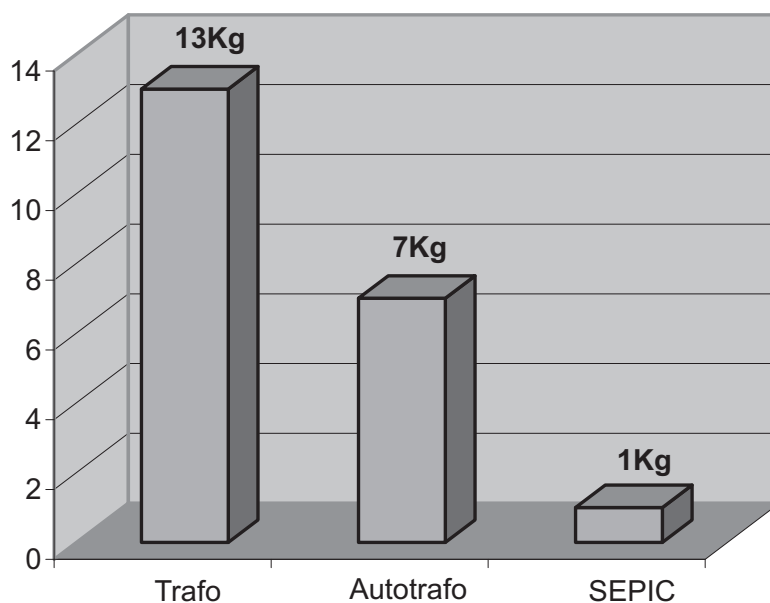


Figura 6.8: Gráfico comparativo entre as diferentes massas dos elementos magnéticos.

Para comprovar a afirmativa de que o fechamento da malha de controle reduz a taxa de distorção harmônica, são realizadas duas simulações. O primeiro circuito simulado é o inversor SEPIC com carga resistiva em malha aberta com os parâmetros mostrados na Fig. 6.9.

A Tab. 6.2 mostra a  $TDH$  obtida por simulação com o inversor em malha aberta.

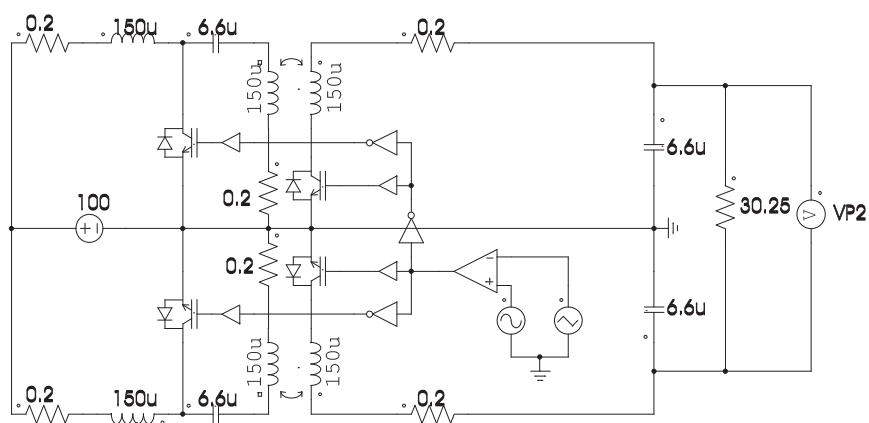


Figura 6.9: Inversor SEPIC com carga resistiva simulado em malha aberta.

Tabela 6.2: Regulação e TDH - Simulação em Malha Aberta

Carga Resistiva - Malha Aberta - Simulação		
Potência de saída $P_o$	Taxa de distorção harmônica $TDH$	Tensão de saída $V_{rms}$
122,76W	3,685%	117,29V
197,63W	3,364%	114,21V
303,03W	3,041%	111,01V
382,85W	2,797%	108,06V
454,86W	2,606%	105,35V
518,21W	2,372%	102,68V

Na segunda simulação é feito o fechamento da malha de controle com a adição de um sensor de tensão, um controlador proporcional e um modulador *PWM*, como mostra a Fig. 6.10. O resultado da simulação pode ser visto na Tab. 6.3. Para simular o conversor em malha fechada são utilizados os mesmos parâmetros.

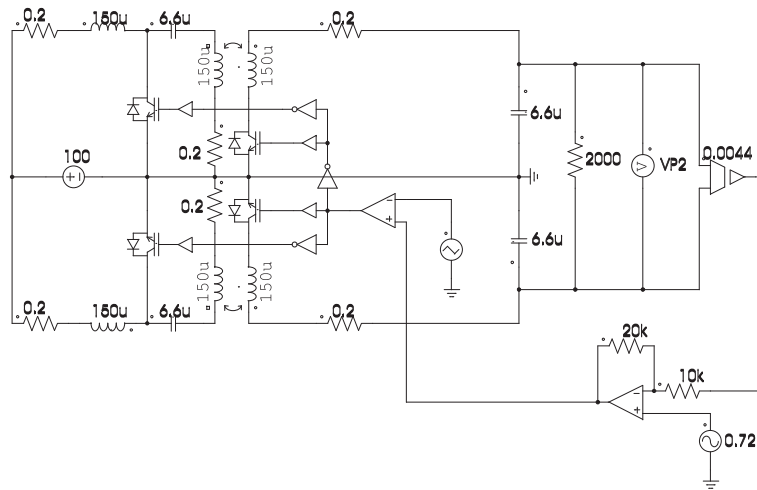


Figura 6.10: Inversor SEPIC com carga resistiva simulado em malha fechada

Comparando os resultados de simulação entre a *TDH* em malha aberta e a *TDH* em malha fechada, fica comprovado que o fechamento da malha reduz a *TDH*. A redução ocorreu em todos os resultados amostrados.

Utilizando o protótipo de laboratório é realizado um ensaio em malha aberta com os mesmos parâmetros simulados. Os resultados podem ser vistos na Tab 6.4. A menor *TDH*(2,526%) ocorreu com a menor carga e a maior *TDH*(7,714%) ocorreu com a maior carga.

Tabela 6.3: Regulação e TDH - Simulação em Malha Fechada (P)

<b>Carga Resistiva - Malha Fechada (P) - Simulação</b>		
Potência de saída $P_o$	Taxa de distorção harmônica $TDH$	Tensão de saída $V_{orms}$
118,03W	1,184%	120,00V
232,42W	1,169%	119,07V
342,10W	1,126%	117,95V
448,43W	1,109%	116,95V
550,81W	1,047%	115,93V
659,50W	1,044%	114,92V

Tabela 6.4: Regulação e TDH - Resultado Experimental em Malha Aberta

<b>Carga Resistiva - Malha Aberta - Experimental</b>		
Potência de saída $P_o$	Taxa de distorção harmônica $TDH$	Tensão de saída $V_{orms}$
112,37W	2,526%	117,09V
173,82W	3,700%	102,97V
230,89W	4,357%	96,90V
284,49W	6,613%	93,15V
342,75W	6,621%	91,45V
390,43W	7,714%	89,10V

Tabela 6.5: Regulação e TDH - Resultado Experimental em Malha Fechada (P)

<b>Carga Resistiva - Malha Fechada (P) - Experimental</b>		
Potência de saída $P_o$	Taxa de distorção harmônica $TDH$	Tensão de saída $V_{rms}$
116,46W	1,624%	119,20V
206,63W	2,211%	112,27V
307,25W	2,886%	111,78V
382,64W	4,623%	109,01
478,30W	4,364%	108,03V
571,83W	3,678%	107,83V

O mesmo ensaio é realizado para malha fechada onde são obtidos os resultados mostrados na Tab. 6.5. Portanto a redução da  $TDH$  fica comprovada também de forma experimental em toda a faixa de potência amostrada.

Comparando os resultados de simulação com os resultados experimentais é possível observar que os resultados de laboratório possuem uma  $TDH$  maior em relação a obtida por simulação.

A justificativa encontrada para explicar tal diferença é a existência de parâmetros não modelados e a assimetria que pode ter ocorrido na implementação da modulação  $PWM$ .

Vale lembrar que o inversor SEPIC é um conversor formado por dois conversores

CCs e a diferença de parâmetros entre estes conversores pode estar contribuindo para o aumento da  $TDH$  em relação a simulação que considera os elementos simétricos como sendo idênticos.

Também são realizadas simulações com o fechamento da malha de controle utilizando um controle proporcional integral (PI) cujos resultados podem ser vistos na Tab. 6.6.

Tabela 6.6: Regulação e TDH - Resultado Simulação em Malha Fechada (PI)

<b>Carga Resistiva - Malha Fechada (PI) - Simulação</b>		
Potência de saída $P_o$	Taxa de distorção harmônica $TDH$	Tensão de saída $V_{orms}$
99,67W	0,297%	112,51V
199,34W	0,303%	112,61V
299,01W	0,293%	112,57V
398,69W	0,285%	112,58V
498,36W	0,282%	112,57V
598,03W	0,370%	112,55V

Os resultados experimentais utilizando o controle proporcional integral, cujo circuito pode ser visto na Fig. 6.11, podem ser observados na Tab. 6.7.

A Fig. 6.12 (a) mostra a tensão de saída do inversor SEPIC em malha aberta em duas situações distintas. Na primeira situação a tensão  $v_{o1}(t)$  é a tensão de saída antes de se

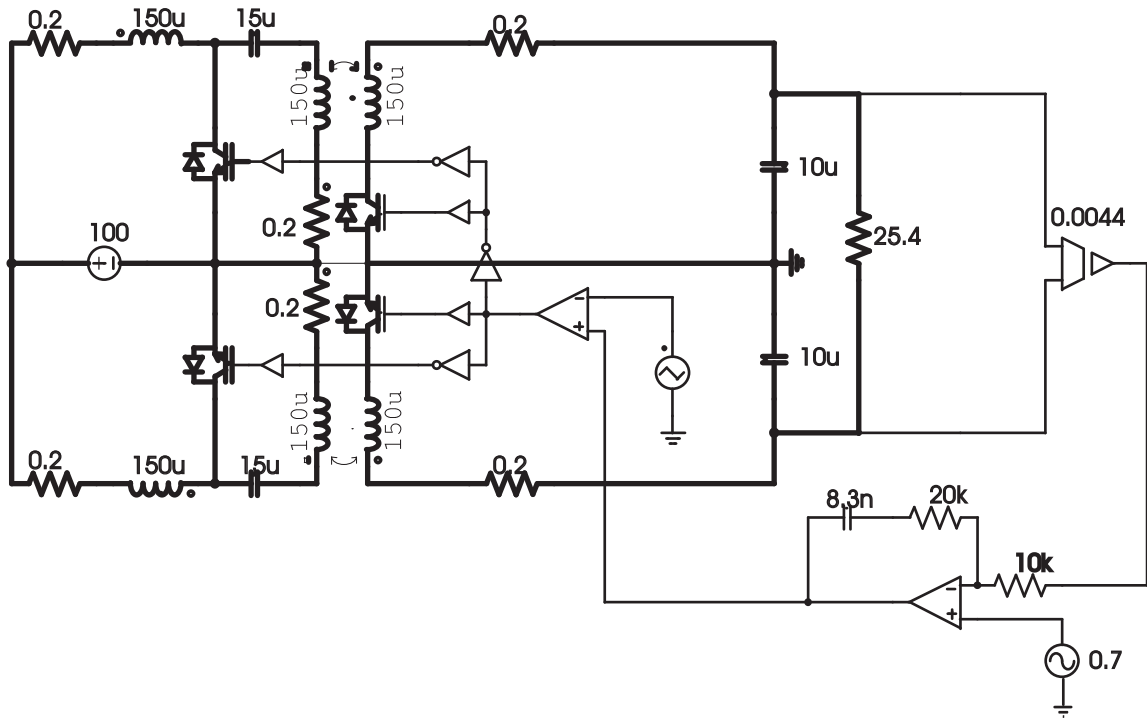


Figura 6.11: Inversor SEPIC com carga resistiva simulado com controle proporcional integral.

aplicar um degrau de carga, já na segunda situação a tensão  $v_{o2}(t)$  é a tensão de saída após a aplicação do degrau de carga, obtido por simulação.

A Fig. 6.12 (b) mostra a mesma situação do parágrafo anterior porém obtida de forma experimental. O mesmo é realizado para o inversor trabalhando com o controle proporcional, mostrado nas Figuras 6.12 (b) e (e), assim como para o controle proporcional integral mostrado nas Figuras 6.12 (c) e (d).

Com isto fica constatado, tanto por simulação como de forma experimental que o fechamento da malha reduz de forma significativa a taxa de distorção harmônica apresentada pelo inversor SEPIC em malha aberta.



Tabela 6.7: Regulação e TDH - Resultado Experimental em Malha Fechada (PI)

<b>Carga Resistiva - Malha Fechada (PI) - Experimental</b>		
Potência de saída $P_o$	Taxa de distorção harmônica $TDH$	Tensão de saída $V_{orms}$
110,54W	0,560%	115,45V
213,34W	0,640%	115,65V
310,10W	0,730%	115,57V
405,81W	0,890%	115,28V
513,67W	0,952%	115,37V
610,31W	1,120%	115,15V

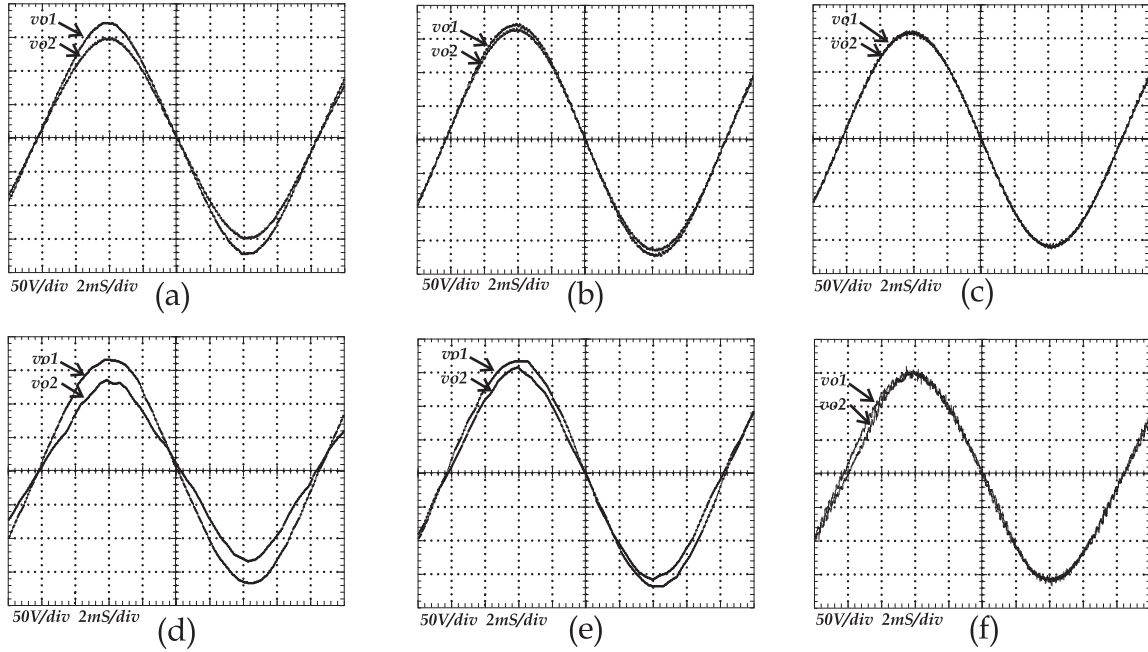


Figura 6.12: Comparação entre os resultados simulação com a)malha aberta, b)controle proporcional, c) controle proporcional integral, e os resultados experimentais com d)malha aberta e) controle proporcional f)controle proporcional integral.

Por fim, foi feito um ensaio de laboratório com uma carga não-linear de 300VA. O resultado pode ser visto na Fig. 6.13, onde  $v_{o1}(t)$  é a tensão de saída em malha aberta com  $TDH = 6,02\%$  e a  $v_{o2}(t)$  é a tensão de saída com o fechamento da malha apresentando uma  $TDH = 3,79\%$ .

Portanto fica comprovado uma redução da TDH de  $2,03\%$  com o fechamento da malha. Este tipo de carga exige um projeto especial do conversor devido ao elevado fator de crista, ou seja, a um pico de corrente de aproximadamente três vezes o que seria necessário caso a carga possuísse correção de fator de potência.

Mesmo que os elementos magnéticos do conversor ficassem três vezes maiores, ainda assim, significariam uma redução drástica na massa e volume se comparado a um trans-

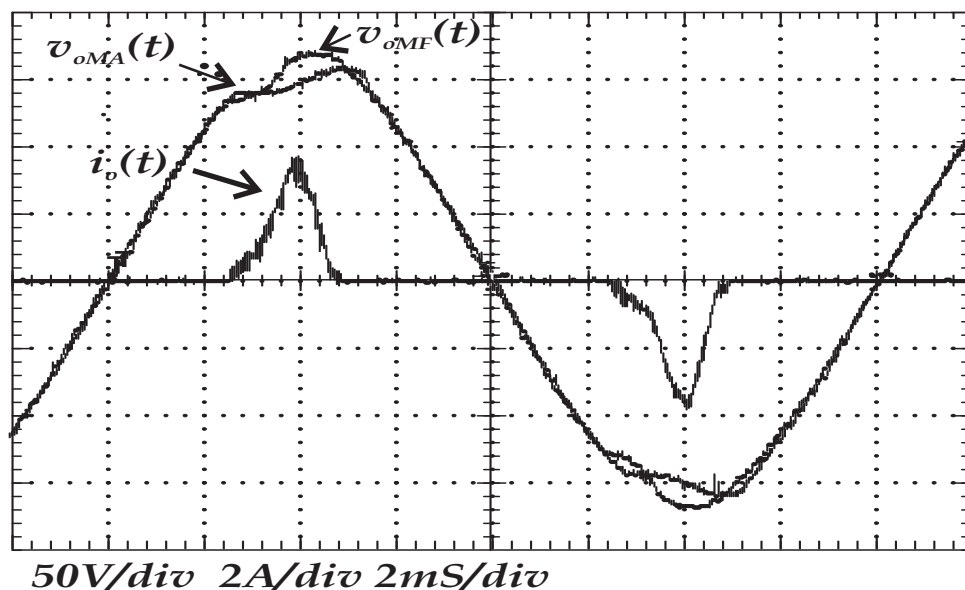


Figura 6.13: Comparação entre malha aberta x malha fechada com carga não-linear.

formador de ferro-silício.

Para este tipo de carga os elementos semi-condutores e os elementos magnéticos tem que ser reprojatados. Cabe lembrar que este tipo de carga tem sido condenado pelos especialistas mais conceituados da eletrônica de potência, assim como, pelas concessionárias de energia que estão tendo que super-dimensionar suas linhas de transmissão, subestações e sistemas de geração.

Muitos trabalhos tem sido apresentados com o intuito de atender a norma IEC 61000-3-2 (tensão) para uma carga com TDH de corrente superior a 100%, no entanto, parece que não faz sentido exigir de um inversor conformidade com as normas quando a própria carga não atenda as normas. Uma carga com fator de crista de três não atenderia a IEC 61000-3-4 por exemplo.

## 6.4 Rendimento

O rendimento é medido em duas situações distintas, a primeira utilizando o transformador com enrolamento convencional (TEC), construído com fio de cobre esmaltado em paralelo, sendo enrolado primeiro o primário e depois o secundário. Na segunda situação os enrolamentos são construídos com lâminas de cobre com espessura de  $0,15mm$ , isoladas com fita de polipropileno, constituindo assim um transformador com enrolamento planar, doravante denominado (TEP).

Como a sobretensão no inversor SEPIC implementado com o TEP é muito menor em relação a sobretensão no inversor construído com o TEC, a necessidade de grampeamento nos interruptores é praticamente eliminada. Já no TEC, a indutância de dispersão faz com que o esforço de grampeamento seja muito maior.

Assim o TEP possibilita um aumento da eficiência máxima do inversor SEPIC de 74,4% para 82,5% como pode ser visto na Tab. 6.8.

A utilização do transformador com enrolamento planar reduz de forma bastante expressiva a indutância de dispersão do transformador. Isto fica comprovado quando é realizada a comparação entre a forma de onda da tensão sobre os interruptores com o TEC e em contraposição quando utilizado o TEP, como pode ser visto na Fig. 6.14.

Tabela 6.8: Rendimento - TEC x TEP

Rendimento - TEC x TEP		
Potência de saída $P_o$	Rendimento TEC	Rendimento TEP
88,5W	72,5%	64,4%
181,6W	74,2%	77,2%
262,3W	74,4%	80,1%
351,4W	73,6%	81,2%
402,3W	73,8%	81,8%
501,5W	73,8%	82,1%
603,6W	72,2%	82,5%

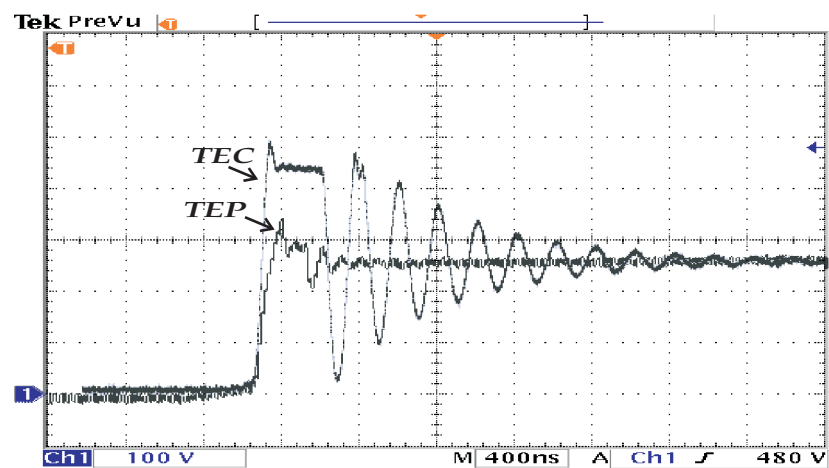


Figura 6.14: Comparação entre a tensão no interruptor, TEC x TEP.

## 6.5 Conclusão

Neste capítulo são mostrados os resultados de simulação e experimental obtidos com a construção de dois protótipos de laboratório sendo um de 400W e outro projetado para 1kW.

Comparando os resultados obtidos com o inversor em malha aberta com a operação em malha fechada foi possível concluir que o fechamento da malha reduz de forma significativa a taxa de distorção harmônica para valores inferiores a 5% exigidos pelas normas internacionais.

Os protótipos construídos também serviram para comprovar a modelagem feita para o inversor SEPIC no capítulo 5, assim como está comprovado de forma experimental o funcionamento do conversor conforme o previsto na análise realizada nos capítulos anteriores.

O rendimento máximo obtido é de 82,5% o que corresponde a dois conversores operando com rendimento de 91% caso fosse implementado em dois estágios.

# Capítulo 7

## Retificadores, Associação de Conversores e Inversores Trifásicos

### 7.1 Introdução

Para complementar o presente trabalho não se poderia deixar de abordar, mesmo de forma superficial, algumas topologias possíveis de serem implementadas a partir dos conversores estudados, como podem ser: a associação de conversores, os retificadores, e os inversores trifásicos.

### 7.2 Associação de Conversores

A associação de conversores é útil quando se deseja aumentar a potência processada tendo como base um conversor de menor potência otimizado. Assim tendo, por exemplo,

como base um conversor de 1kW ao serem associados dois conversores fica constituído um conversor de 2kW, teoricamente esta associação pode ser feita de forma ilimitada formando um conversor de vários kilowatts.

A Fig. 7.1 mostra um exemplo das associações possíveis, neste caso é apresentado o conversor SEPIC bidirecional isolado composto por duas células. A célula base é composta pelo conversor SEPIC bidirecional isolado em alta frequência abordado no capítulo 5. As tensões  $v_{o1}$  e  $v_o$  do conversor podem ser vistas na Fig. 7.2

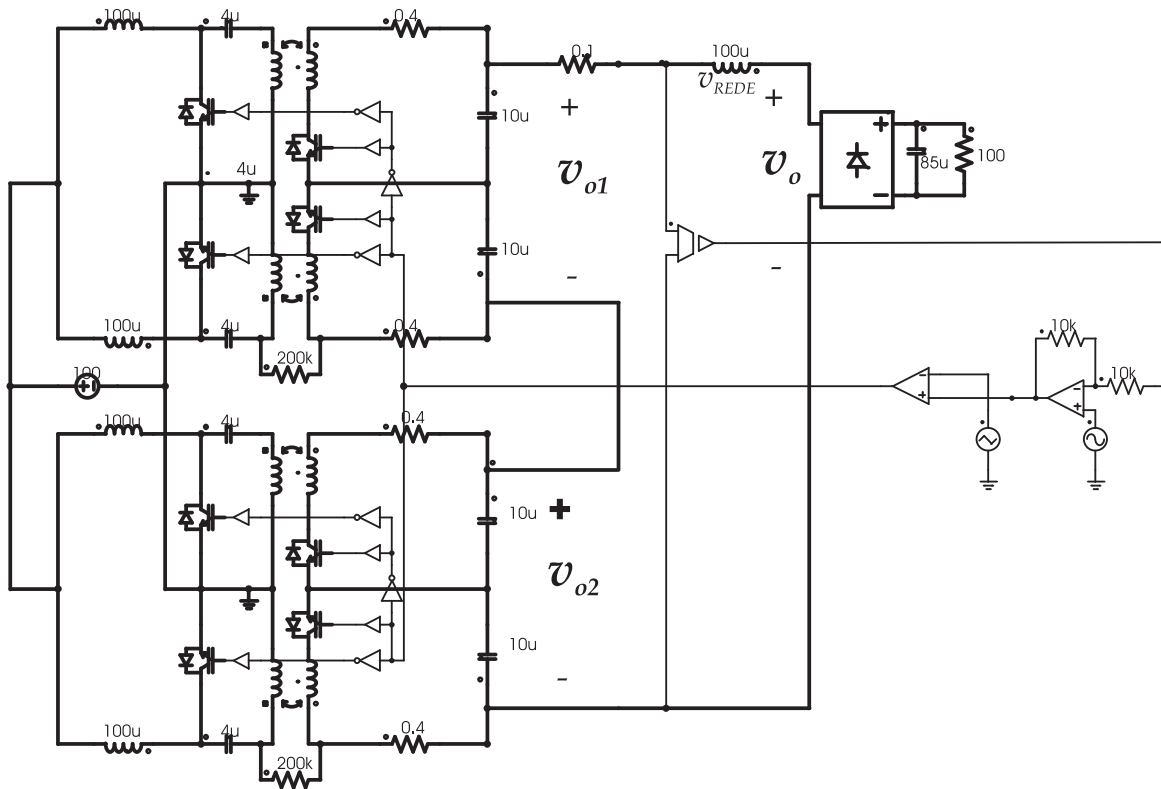


Figura 7.1: Associação de dois conversores SEPIC bidirecional isolados em alta frequência.



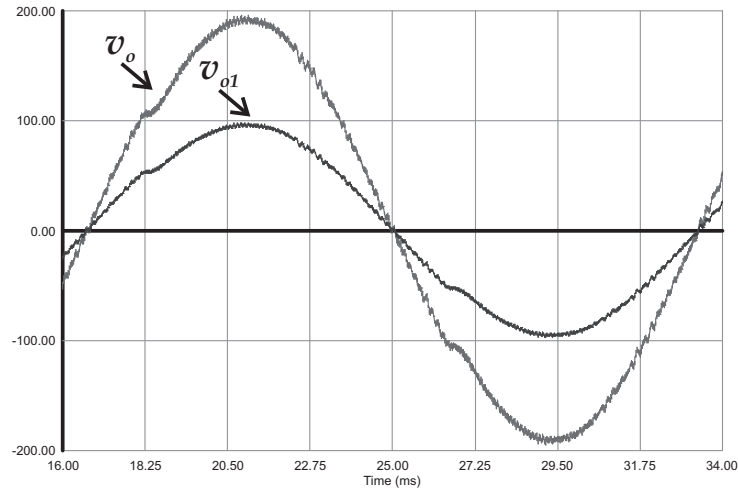


Figura 7.2: Tensão e corrente de saída alimentando uma carga não linear.

### 7.3 Conversores Trifásicos Bidirecionais Isolados em alta Frequência

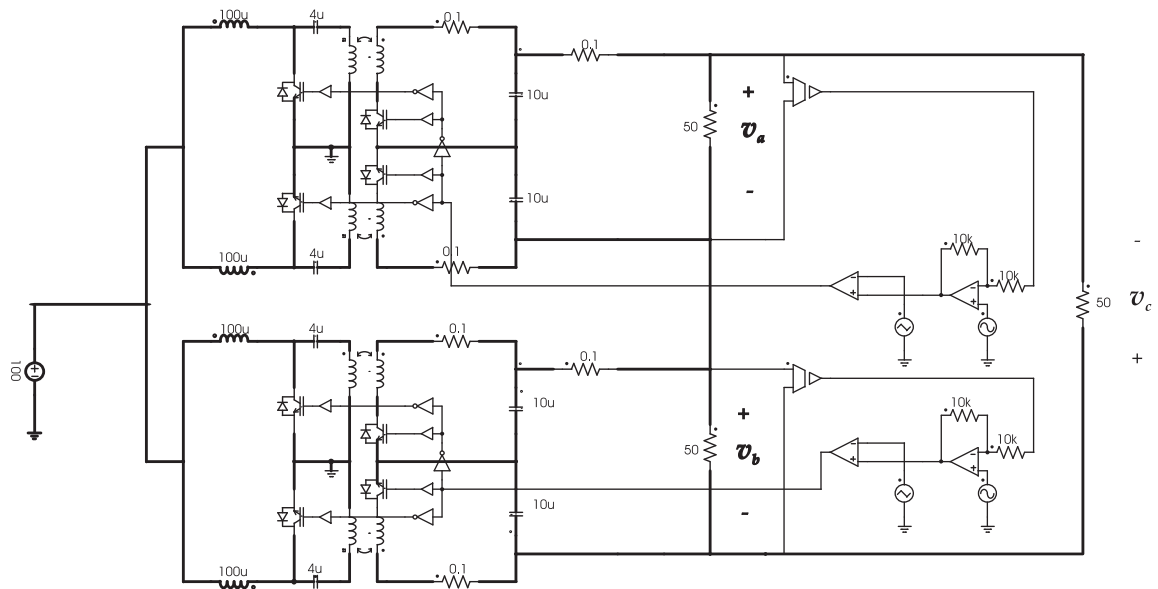
A obtenção de conversores trifásicos utilizando as células base propostas nesta tese também é possível como pode ser observado na Fig. 7.3.

A Fig. 7.3(b) mostra as formas de onda das três tensões de saída  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$ . Neste caso foi feita uma associação de cargas em delta utilizando para isto duas células.

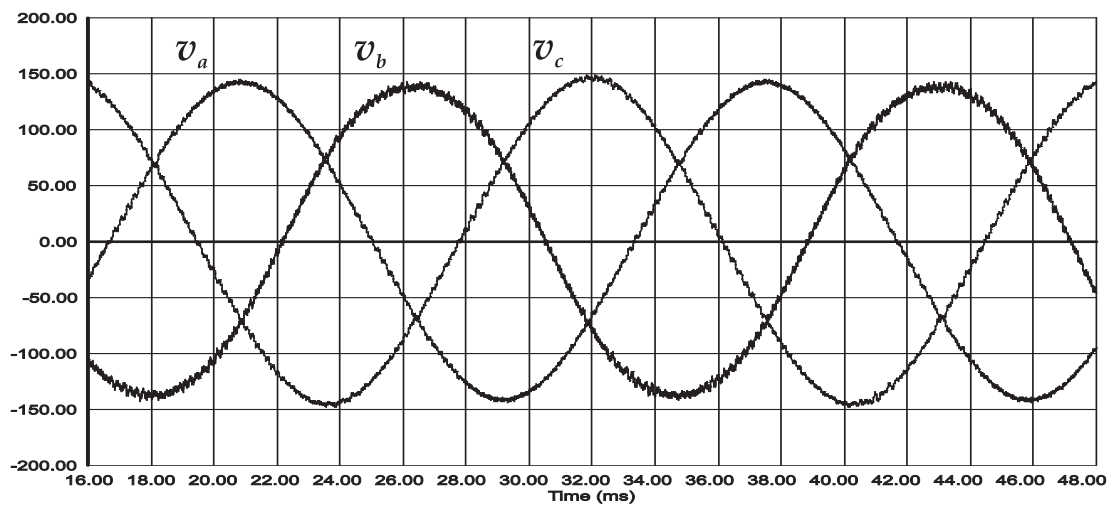
A associação em estrela também seria possível com a utilização de três células.

O controle do conversor SEPIC bidirecional trifásico isolado foi simulado com a utilização de dois controles proporcionais uma para cada fase, sendo que a terceira ficou sem controle direto.

Também é possível implementar outros conversores trifásicos utilizando por exemplo o inversor flyback ou o inversor Cuk.



(a)



(b)

Figura 7.3: Conversor SEPIC trifásico bidirecional isolado em alta frequência.

## 7.4 Retificadores e Acoplamento a Rede

Para comprovar a possibilidade destes conversores trabalharem como retificadores é simulado o circuito mostrado na Fig. 7.4.

Nesta simulação no primeiro ciclo da rede o conversor funciona fornecendo energia da bateria para a rede, ou seja, operando como inversor. No segundo ciclo, com a simples inversão do sinal de referência, o conversor passa a operar como retificador carregando a bateria modelada neste caso como um capacitor de  $4F$  e um resistor de carga de  $10\ \Omega$ .

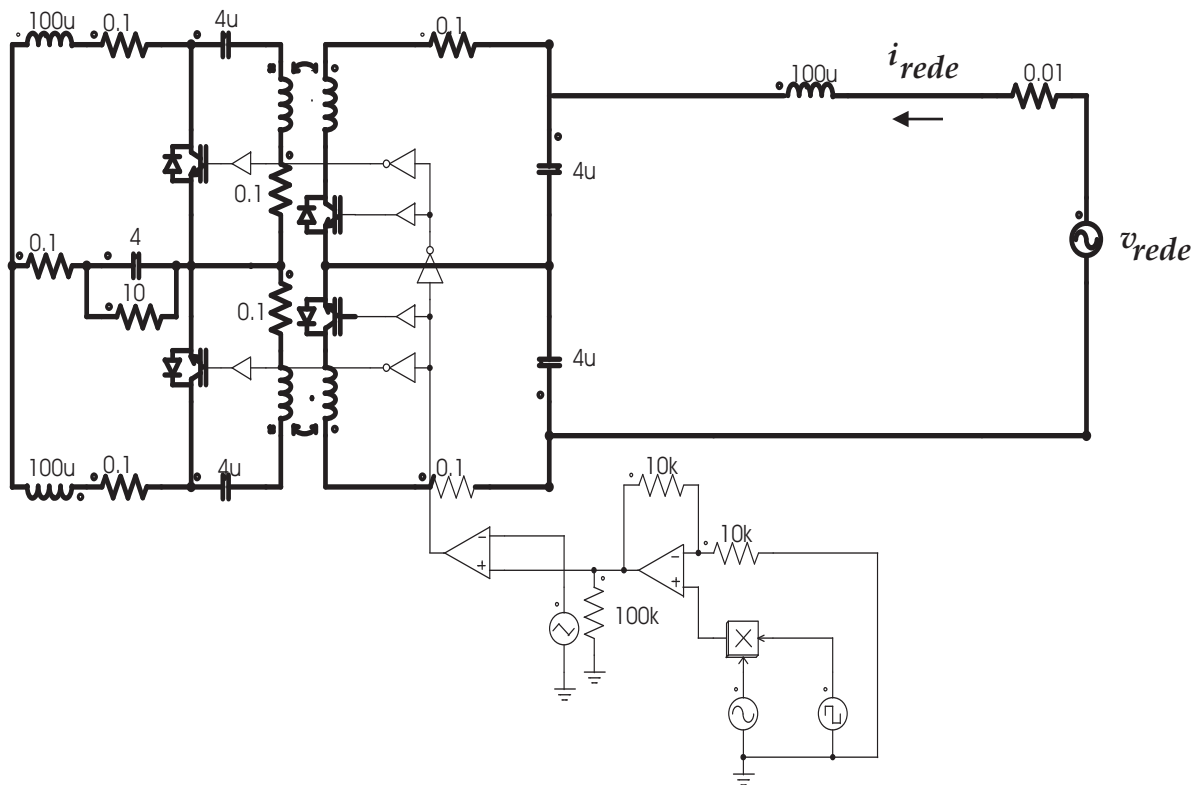


Figura 7.4: Conversor SEPIC bidirecional isolador operando como retificador.

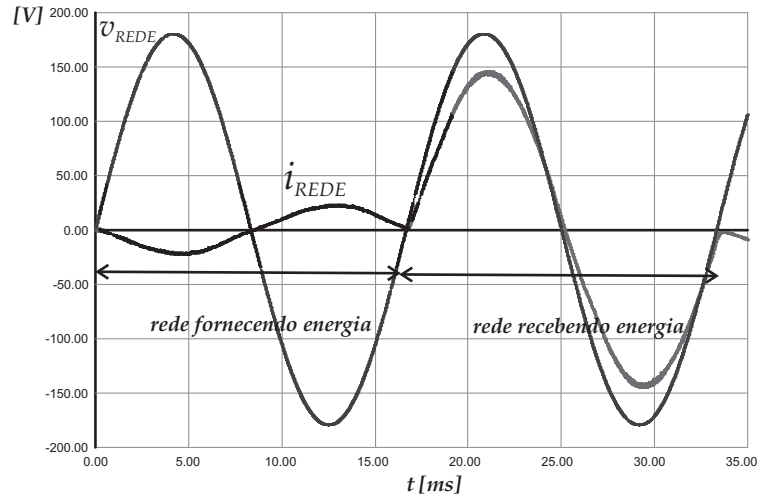


Figura 7.5: Tensão da rede  $v_{REDE}$  e corrente da rede  $-i_{REDE}$ .

## 7.5 Conclusão

Ficou comprovado neste capítulo que é possível associar vários conversores básicos para formar um conversor de maior potência. Isto é vantajoso a medida em que ao se dominar a tecnologia de implementação de um conversor base de menor potência, otimizando o rendimento, por exemplo, pode-se replicar este conversor e com isto processar potências mais elevadas. Como consequência é possível utilizar semicondutores discretos que tem o custo muito menor em relação aos módulos de potência.

A implementação de conversores trifásicos a partir dos conversores já estudados ficou comprovada, assim como a operação no modo retificador foi evidenciada através da comprovação da possibilidade de inversão do fluxo de potência neste conversor, culminando na carga da bateria. Entretanto se fazem necessários estudos mais detalhados com relação a implementação de estratégias de controle que permitam a operação deste conversor no modo retificador.

Deve ainda ficar registrado que é possível a implementação de sistemas polifásicos, empregando as estruturas propostas nesta tese, apesar deste assunto não ter sido abordado com mais profundidade nesta tese.

# Conclusão Geral

Os conversores CC-CA's estudados se apresentam como uma solução interessante a medida que proporcionam a conversão CC-CA em um único estágio e ao mesmo tempo agregam a característica do isolamento galvânico, como foi demonstrado ao longo deste trabalho.

A principal contribuição deste trabalho são os novos conversores CC-CA isolados em alta frequência apresentados no capítulo III operando com a técnica de controle por valores médios instantâneos, que em conjunto com o inversor flyback proposto por Cimador [25] formam uma família de conversores CC-CA bidirecionais isolados.

A característica bidirecional destes conversores possibilita a sua utilização com cargas reativas e não-lineares assim como a possibilidade da reversão do fluxo de energia fazendo com que estes conversores possam operar como retificadores com alto fator de potência como é mostrado no capítulo VII.

Este estudo procurou contribuir na busca por novas topologias de inversores que pudessem servir como alternativas às topologias já existentes.

Os estudos demonstram que, com algumas simplificações, o conversor SEPIC CC-

CA bidirecional, pode ser controlado empregando-se técnicas clássicas de controle. O levantamento de um modelo que representasse este conversor certamente não foi tarefa simples mas este objetivo foi atingido com sucesso.

Os conversores estudados nesta tese são soluções promissoras no que tange à redução de peso e volume. Acredita-se que o rendimento dos conversores propostos possa ser melhorado com o emprego das técnicas de comutação suave. Estimasse que rendimentos da ordem de 90% possam ser atingidos, o que é muito interessante considerando que a estrutura é de estágio único.

Fica como sugestão para seqüência deste trabalho o estudo, a análise e a implementação de um conversor trifásico isolado bidirecional.

Até o presente momento, como fruto da pesquisa realizada além desta tese se contabilizam dois artigos [33] [34] publicados em periódicos indexados.

Por fim o autor gostaria de externar que a realização deste trabalho permitiu a aquisição de conhecimentos preciosos na área de eletrônica de potência e foi uma oportunidade única de estar em contato com a pesquisa de ponta.

# Referências Bibliográficas

- [1] MANIAS, S. Bilateral dc to ac converter employing a high frequency link. In: *IAS Annual Meeting*. [S.l.]: IEEE, 1985. p. 1156–1162.
- [2] HARADA, K. Phase-modulated ac supply exhibits high efficiency. *EDN*, p. 177–180, 1985.
- [3] HARADA, K.; SAKAMOTO, H.; SHOYAMA, M. Phase controlled dc-ac converter with high frequency switching. In: *Record of PESC*. [S.l.]: IEEE, 1987. p. 13–19.
- [4] S. C. Akerson. *High frequency switching power converter*. 1988. US Patent, No 4742441.
- [5] YOMATO, I. et al. New conversion system for ups using high frequency link. *Record of PESC*, p. 658–663, 1988.
- [6] YOMATO, I. et al. High frequency link dc-ac converter for ups with a new voltage clamper. *Record of PESC*, p. 749–756, 1988.
- [7] KOYAMA, M. et al. High frequency link dc/ac converter with pwm cycloconverter for ups. In: *Proc. of IPEC*. [S.l.]: IEEE, 1990. p. 748–754.



- [8] AOKI, T. et al. A new uninterruptible power supply with a bi-directional cycloconverter. In: *Proc. of INTELEC*. [S.l.]: IEEE, 1990. p. 424–429.
- [9] INAGAKI, K.; OKUMA, S. High frequency link dc/ac converters using three phase output pwm cycloconverters for uninterruptible power supplies. In: *Proc. of INTELEC*. [S.l.]: IEEE, 1991. p. 580–586.
- [10] YOMATO, I.; TOKUNAGA, N. Power loss reduction techniques for three phase high frequency link dc-ac converter. *Record of PESC*, p. 663–668, 1993.
- [11] SUZUKI, Y.; SUGAWARA, I. An approach to the ac/dc converter. In: *Proc. of INTELEC*. [S.l.]: IEEE, 1996. p. 434–441.
- [12] L. P. Allfather. *Reducing switching losses in a phase-modulated switch-mode amplifier*. 1996. US Patent, No 5541827.
- [13] YONEMORI, H.; NAKAOKA, M. Advanced soft-switching sinewave pwm high-frequency inverter-link cycloconverter incorporating voltage-clamped quasi-resonant and capacitive snubber techniques. In: *Proc. of IAS Annual Meeting*. [S.l.]: IEEE, 1991. p. 795–802.
- [14] JOHN, V.; MOHAN, N. Standby power supply with high frequency isolation. In: *Proc. of APEC*. [S.l.: s.n.], 1995. p. 990–994.
- [15] MATSUI, M. et al. High-frequency link dc/ac converter with suppressed voltage clamp circuits - naturally commutated phase angle control with self turn-off devices. In: *Proc. of IAS Annual Meeting*. [S.l.]: IEEE, 1993. p. 827–834.

- [16] MATSUI, M.; NAGAI, M. High frequency link non-resonant type soft switching converter. In: *Proc. of IPEC*. [S.l.: s.n.], 1995. p. 1542–1547.
- [17] MATSUI, M. Bi-directional soft switching arm topology for a non-resonant hf link converter. In: *Proc. of IAS Annual Meeting*. [S.l.]: IEEE, 1996. p. 1153–1160.
- [18] MATSUI, M.; YAMAGAMI, M. Asymmetric control of hf link soft switching converter for ups and pv systems with bi-directional power flow. In: *Proc. of IAS Annual Meeting*. [S.l.]: IEEE, 1998. p. 1332–1340.
- [19] HUANG, M.; LIN, W.; YING, J. Novel current mode bi-directional high-frequency link dc/ac converter for ups. *Record of PESC*, p. 1867–1871, 1998.
- [20] W. McMurray. *Power converter circuits having a high frequency link*. June 1970. U.S. Patent, 3 517 300.
- [21] BURANY, N. Safe control of four-quadrant switch. In: *Proc. of IAS Annual Meeting*. [S.l.]: IEEE, 1989. p. 1190–1194.
- [22] HARADA, K.; SAKAMOTO, H.; SHOYAMA, M. Phase-controlled dc-ac converter with high-frequency switching. In: *Trans. Power Electron.* [S.l.]: IEEE, 1988. v. 3, n. 4, p. 177–180.
- [23] ZIOGAS, P. D.; MANIAS, S.; OLIVIER, G. Bilateral dc to ac converter employing a high frequency link. In: *Proc. of IAS Annual Meeting*. [S.l.]: IEEE, 1985. p. 1156–1162.
- [24] WANG, K. *High-frequency quasi-single-stage (QSS) isolated AC-DC and DC-AC power conversion*. 161 p. Tese (Thesis(Ph.D.)) — Faculty of Virginia Polytechnic Institute, Blacksburg, 1998.

- [25] CIMADOR, G.; PRESTIFILIPPO, P. An attractive new converter topology for ac/dc, dc/dc and dc/ac power conversion. In: *Proc. of INTELEC'90*. [S.l.]: IEEE, 1990. p. 597–604.
- [26] SKINNER, A. J. Bidirectional continuous-mode flyback inverter. In: *Fifth European Conference*. [S.l.]: IEEE, 1993. v. 3, p. 216–220.
- [27] CÁCERES, R. O.; BARBI, I. A boost dc-ac converter: Analysis, design and experimentation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 14, n. 1, p. 134–141, 1999.
- [28] ERIKSON, R. W. Converter circuits. In: *Fundamentals of power electronics*. [S.l.]: Chapman and Hall, 1997. p. 135–150.
- [29] WANG, K. Bi-directional dc to dc converters for fuel cell systems. In: *Conf. Rec. 1998 IEEE Worksshop on Power Electronics In Transportation*. [S.l.]: IEEE, 1998. p. 47–51.
- [30] CHEN, G. A family of soft-switching phase-shift bidirectional dc-dc converters: Synthesis, analysis and experiment. In: *Proc. of PCC 2002*. [S.l.]: IEEE, 2002. p. 122–127.
- [31] CÁCERES, R. O.; WINSTON, G. M.; CAMACHO, O. E. A boost-buck dc-ac converter: Operation, analysis and control. *CIEP*, p. 126–131, 1998.
- [32] BARBI, I. Eletrônica de potência. In: *Projetos de Fontes Chavedas*. [S.l.]: Edi  o do Autor, 2001. p. 311–318.
- [33] CARDOSO, R. L.; BARBI, I. New bi-directional dc-ac converters with high frequency isolation. In: *Proc. of ISSCS*. [S.l.]: IEEE, 2005. p. 593–596.

- [34] CARDOSO, R. L.; BARBI, I. Bi-directional dc-ac converters with high frequency isolation. In: *Proc. of INDUSCON*. [S.l.]: IEEE, 2006. p. 496–501.

# Apêndice A

## Projeto de um Conversor SEPIC de $400W$

Neste anexo são mostrados os principais cálculos realizados para a elaboração do projeto do conversor CC-CA SEPIC isolado em alta frequência.

### A.1 Dados de Entrada

Os dados de entrada são apresentados na Tab. (A.1).

Tabela A.1: Dados de entrada

Especificação e dados do projeto			
Tensão de entrada - $V_i$	100V	Rendimento - $\eta$	0.8
Tensão de saída - $V_{orms}$	110V	Razão cíclica máxima - $D_{max}$	0.7
Frequência de saída - $f_o$	60Hz	Densidade de fluxo máxima - $B_{max}$	0.3T
Potência de saída - $P_o$	400VA		
Frequência de comutação - $f_s$	65kHz		

## A.2 Dados e Cálculos Preliminares

A equação (A.1) calcula a resistência equivalente de saída.

$$R = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{110.00^2}{400.00} = 30.25\Omega \quad (\text{A.1})$$

A razão cíclica máxima é igual a  $D_{max=0,7}$ . O cálculo da relação de transformação é dado pela equação (5.59)

$$n = \frac{V_{op}}{8V_i(D_{max} - 0,5)} = \frac{\sqrt{2}V_o}{8V_i(D_{max} - 0,5)} = 0.97 \approx 1 \quad (\text{A.2})$$

### A.3 Cálculo da corrente de pico no indutor $I_{Lpk}$

$$I_{apk} = \frac{2D_{max} - 1}{D_{max}(1 - D_{max})^2} \frac{n^2 V_i \eta P_o}{V_o^2} = 24.80A \quad (A.3)$$

### A.4 Cálculo da ondulação máxima de corrente no indutor $\Delta I_{Lmax}$

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{\pi P_o}{5\eta V_i} = 3.14A \quad (A.4)$$

### A.5 Dimensionamento dos capacitores $C_1$ E $C_2$

$$C_1 = C_2 = \frac{20\Delta I_{Lpk} D_{max}}{V_i f_s} = 6.76\mu F \quad (A.5)$$

### A.6 Dimensionamento dos capacitores $C_3$ E $C_4$

$$C_2 = C_4 = \frac{20\Delta I_{Lpk} D_{max}}{n V_{op} f_s} = 4.47\mu F \quad (A.6)$$

## A.7 Cálculo da corrente de pico no indutor $I_{Lpk}$

$$I_{Lpk} = \frac{I_{apk}}{2} = 12.40A \quad (A.7)$$

## A.8 Dimensionamento do Indutor $L$

$$L_{min} = \frac{5}{\pi} \frac{\eta V_i^2 D_{max}}{P_o f_s} = \frac{5}{\pi} \frac{0.80 \times 100.00V^2 \times 0.70}{400.00W \times 65000.00Hz} = 342.97\mu H \quad (A.8)$$

### A.8.1 Cálculo da corrente eficaz no indutor e transformador

$$I_{Lrms}$$

$$I_{Lrms} = I_{Tprimrms} = 4.89A \quad (A.9)$$

$$I_{Tsecrms} = 4.89A \quad (A.10)$$

$$A_e A_w = \left( \frac{L I_{Lpk} I_{Lrms}}{420 K B_{max}} 10^4 \right)^{1.131} = 2.22cm^4 \quad (A.11)$$

O núcleo escolhido foi o  $EE - 42/15$  com  $A_e = 1,81cm^2$  e  $A_w = 1,57cm^2$  com  $A_e A_w = 2,84cm^4$ .



### A.8.2 Cálculo do número de espiras do indutor

$$N_L = \frac{LI_{Lpk}}{B_{max}A_e} 10^4 = \frac{342.97\mu H \times 12.40A}{0.35T \times 1.81cm^2} \times 10^4 = 67 \quad (A.12)$$

### A.8.3 Cálculo do entreferro do indutor

$$l_g = \frac{\mu_o N^2 A_e}{100L} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 67^2 \times 1.81cm^2}{100 \times 342.97\mu H} = 0.30cm \quad (A.13)$$

## A.9 Dimensionamento do Transformador

$$A_e A_w = \left( \frac{LI_{Lpk}^2}{420KB_{max}} 10^4 \right)^{1.131} = 9.15cm^4 \quad (A.14)$$

O núcleo escolhido foi o  $EE - 65/13$  com  $A_e = 2,50cm^2$  e  $A_w = 3,70cm^2$  com  $A_e A_w = 9,25cm^4$ .

### A.9.1 Cálculo do número de espiras do transformador

$$N_P = \frac{LI_{Lpk}}{B_{max}A_e} 10^4 = \frac{342.97\mu H \times 12.40A}{0.35T \times 3.70cm^2} \times 10^4 = 33 \quad (A.15)$$

### A.9.2 Cálculo do entreferro do transformador

$$l_g = \frac{\mu_o N^2 A_e}{100L} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 33^2 \times 3.70cm^2}{100 \times 342.97\mu H} = 0.15cm \quad (A.16)$$

### A.9.3 Cálculo da área de cobre do fio $S_{fio}$

$$S_{fio} = \frac{I_{Lrms}}{J} = \frac{4.89}{450.00} = 0.010874cm^2 \quad (A.17)$$

### A.9.4 Cálculo da área de cobre do fio do secundário do transformador $S_{secT}$

$$S_{secT} = \frac{I_{Tsecrms}}{J} = \frac{4.89}{450.00} = 0.010874cm^2 \quad (A.18)$$

Para evitar as implicações do efeito pelicular, o cálculo do diâmetro é feito pelas equações (A.19) e (A.20).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0.029cm \quad (A.19)$$

$$Diametro = 2\Delta = 2 \times 0.029cm = 0.059cm \quad (A.20)$$

O fio escolhido para o indutor e o primário do transformador é  $3 \times 22AWG$  com  $A_{iso} = 0,004013cm^2$ . O fio escolhido para o primário do transformador é  $3 \times 22AWG$  com  $A_{iso} = 0,004013cm^2$ .

## A.10 Cálculo das Perdas

### A.10.1 Cálculo da corrente eficaz nos Interruptores $I_{S1_{rms}}$ e $I_{S3_{rms}}$

$$I_{S1_{rms}} = I_{S3_{rms}} = 7.26A \quad (A.21)$$

### A.10.2 Cálculo da corrente eficaz nos Interruptores - $I_{S2_{rms}}$ e $I_{S4_{rms}}$

$$I_{S2_{rms}} = I_{S4_{rms}} = 7.68A \quad (A.22)$$

### A.10.3 Cálculo da Corrente Média nos Diodos $I_{D1_{AVG}}$

$$I_{D1_{AVG}} = I_{D3_{AVG}} = 0.94A \quad (A.23)$$

### A.10.4 Cálculo da Corrente Média nos Diodos $I_{D2_{AVG}}$ e $I_{D4_{AVG}}$

$$I_{D2_{AVG}} = I_{D4_{AVG}} = 0.96A \quad (A.24)$$

#### A.10.5 Cálculo da Corrente Média de Comutação em $S_1$ e $S_3$

$$I_{S1COM} = I_{S3COM} = 3.54A \quad (A.25)$$

#### A.10.6 Cálculo da Corrente Média de Comutação em $S_2$ e $S_4$

$$I_{S2COM} = I_{S4COM} = 3.64A \quad (A.26)$$

#### A.10.7 Cálculo das Perdas por Condução em $S_1$ e $S_3$

O interruptor escolhido é o MOSFET da Advaned Power Technology APTM50UM13S-A1N com uma resistência de condução  $R_{DSon} = 13m\Omega$  com capacidade de corrente de dreno de  $I_D = 335A$

$$P_{cond_{S1}} = P_{cond_{S3}} = R_{DSon} I_{S1rms}^2 = 5.04W \quad (A.27)$$

#### A.10.8 Cálculo das Perdas por Condução em $S_2$ e $S_4$

O interruptor escolhido é o MOSFET da Advaned Power Technology APTM50UM13S-A1N com uma resistência de condução  $R_{DSon} = 13m\Omega$  com capacidade de corrente de dreno de  $I_D = 335A$

$$P_{cond_{S2}} = P_{cond_{S4}} = R_{DSon} * I_{S1rms}^2 = 5.33W \quad (A.28)$$

#### A.10.9 Cálculo das Perdas por Condução em $D_{11}$ e $D_{31}$

$$P_{cond_{D11}} = P_{cond_{D31}} = V_{F11} I_{S1COM}^2 = 3.89W \quad (A.29)$$

#### A.10.10 Cálculo das Perdas por Condução em $D_{21}$ e $D_{41}$

$$P_{cond_{D21}} = P_{cond_{D41}} = V_{F11} I_{S1COM}^2 = 3.89W \quad (A.30)$$

#### A.10.11 Cálculo das Perdas por Condução em $D_{12}$ e $D_{32}$

$$P_{cond_{D12}} = P_{cond_{D32}} = V_{F11} I_{S1COM}^2 = 1.03W \quad (A.31)$$

#### A.10.12 Cálculo das Perdas por Condução em $D_{22}$ e $D_{42}$

$$P_{cond_{D22}} = P_{cond_{D42}} = V_{F11} * I_{S1COM}^2 = 1.06W \quad (A.32)$$

#### A.10.13 Cálculo da Tensão Máxima sobre os Interruptores $S_1$ e

$S_3$

$$V_{S1max} = V_{S3max} = \frac{V_i}{1 - D_{max}} = 333.33V \quad (A.33)$$

#### A.10.14 Cálculo da Tensão Máxima sobre os Interruptores $S_2$ e $S_4$

$$V_{S2max} = V_{S4max} = V_i + \frac{nD_{max}V_i}{1 - D_{max}} = 326.86V \quad (A.34)$$

#### A.10.15 Cálculo das Perdas por Comutação em $S_1$ e $S_3$

$$P_{com_{S1}} = P_{cond_{S3}} = \frac{1}{2}(t_{on} + t_{off})f_s I_{COM} * V_{DS} = 6.70W \quad (A.35)$$

#### A.10.16 Cálculo das Perdas por Comutação em $S_2$ e $S_4$

$$P_{com_{S2}} = P_{cond_{S4}} = \frac{1}{2}(t_{on} + t_{off})f_s I_{COM} * V_{DS} = 6.57W \quad (A.36)$$

### A.11 Cálculo da Perdas Totais - $P_{tot}$

$$P_{S1tot} = 12.77W \quad (A.37)$$

$$P_{S2tot} = 15.79W \quad (A.38)$$

$$P_{tot} = 57.13W \quad (A.39)$$

## A.12 Cálculo da Resistência Térmica do Dissipador

$$R_{da} = \frac{T_j - T_a}{P_{tot}} - R_{jc} - R_{cd} = 1.01^\circ C/W \quad (A.40)$$

## A.13 Dados de Saída do Projeto

Tabela A.2: Dados do Indutor

Especificação do indutor - $L$		
Indutância	$L$	$342\mu H$
AeAw do indutor	$AeAw$	$2.8cm^4$
Núcleo escolhido		$EE - 42/15$
Quantidade de núcleos		1
Peso total de ferrite		$0.09Kg$
Entreferro	$l_{gL}$	$0.30cm$
Numero de espiras	$N_L$	67
Seção do fio		$22AWG$
Número de fios em paralelo	$NF_L$	3

Tabela A.3: Dados do transformador

<b>Especificação do transformador - <math>T</math></b>		
Indutância	$L$	$342\mu H$
AeAw do transformador	$AeAw$	$9.2cm^4$
Núcleo escolhido		$EE - 65/13$
Quantidade de núcleos		1
Peso total de ferrite		$0.20Kg$
Entreferro	$l_{gT}$	$0.15cm$
Relação de transformação	$n$	1
Numero de espiras do primário	$N_P$	33
Numero de espiras do secundário	$N_S$	33
Seção do fio		$22AWG$
Número de fios em paralelo no primário	$NF_P$	3
Número de fios em paralelo no secundário	$NF_S$	3



Tabela A.4: Dados do semicondutores

<b>Esforços nos semicondutores</b>		
Corrente eficaz no interruptor $S_1$	$I_{S1rms}$	7.26A
Corrente eficaz no interruptor $S_2$	$I_{S2rms}$	7.46A
Corrente eficaz no interruptor $S_3$	$I_{S3rms}$	7.26A
Corrente eficaz no interruptor $S_4$	$I_{S4rms}$	7.46A
Corrente média no diodo $D_{11}$	$I_{D11avg}$	3.54A
Corrente média no diodo $D_{21}$	$I_{D21avg}$	3.64A
Tensão máxima em $S_1$	$V_{S1max}$	333.33V
Tensão máxima em $S_2$	$V_{S2max}$	326.86V
Tensão máxima em $S_3$	$V_{S3max}$	333.33V
Tensão máxima em $S_4$	$V_{S4max}$	326.86V
Perdas no interruptor $S_1$	$P_{S1tot}$	12.77W
Perdas no interruptor $S_2$	$P_{S2tot}$	15.79W
Perdas no interruptor $S_3$	$P_{S3tot}$	12.77W
Perdas no interruptor $S_4$	$P_{S4tot}$	15.79W
Somatória das perdas nos interruptores	$P_{Stot}$	57.13W
Resistência térmica do dissipador	$R_{da}$	1.01°C/W

## Apêndice B

# Projeto de um Conversor SEPIC de $1kW$

Neste anexo são mostrados os principais cálculos elaborados para a implementação do projeto do Conversor CC-CA SEPIC Isolado de  $1kW$ .

### B.1 Dados de Entrada

Os dados de entrada são apresentados na Tab. (B.1).

Tabela B.1: Dados de entrada

Especificação e dados do projeto			
Tensão de entrada - $V_i$	100V	Rendimento - $\eta$	0.8
Tensão de saída - $V_{orms}$	110V	Razão cíclica máxima - $D_{max}$	0.7
Frequência de saída - $f_o$	60Hz	Densidade de fluxo máxima - $B_{max}$	0.3T
Potência de saída - $P_o$	1000VA		
Frequência de comutação - $f_s$	65kHz		

## B.2 Dados e Cálculos Preliminares

A equação (B.1) calcula a resistência equivalente de saída.

$$R = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{110.00^2}{1000.00} = 12.10\Omega \quad (\text{B.1})$$

A razão cíclica máxima será igual a  $D_{max} = 0,7$ . O cálculo da relação de transformação será dado pela equação (B.2)

$$n = \frac{V_{op}}{8V_i(D_{max} - 0,5)} = \frac{\sqrt{2}V_o}{8V_i(D_{max} - 0,5)} = 0.97 \approx 1 \quad (\text{B.2})$$

### B.3 Cálculo da corrente de pico no indutor $I_{Lpk}$

$$I_{Lpk} = \frac{2D_{max} - 1}{D_{max}(1 - D_{max})^2} \frac{n^2 V_i \eta P_o}{V_o^2} = 62.00A \quad (B.3)$$

### B.4 Cálculo da ondulação máxima de corrente no indutor $\Delta I_{Lmax}$

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{\pi P_o}{5\eta V_i} = 7.85A \quad (B.4)$$

### B.5 Dimensionamento dos capacitores $C_1$ e $C_2$

$$C_1 = C_2 = \frac{20\Delta I_{Lpk} D_{max}}{V_i f_s} = 16.91\mu F \quad (B.5)$$

### B.6 Dimensionamento dos capacitores $C_3$ e $C_4$

$$C_2 = C_4 = \frac{20\Delta I_{Lpk} D_{max}}{nV_{op}f_s} = 11.18\mu F \quad (B.6)$$

## B.7 Cálculo da corrente de pico no indutor $I_{Lpk}$

$$I_{Lpk} = \frac{I_{apk}}{2} = 31.00A \quad (B.7)$$

## B.8 Dimensionamento do indutor $L$

$$L_{min} = \frac{5}{\pi} \frac{\eta V_i^2 D_{max}}{P_o f_s} = \frac{5}{\pi} \frac{0.80 \times 100.00V^2 \times 0.70}{1000.00W \times 65000.00Hz} = 137.19\mu H \quad (B.8)$$

### B.8.1 Cálculo da corrente eficaz no indutor e transformador $I_{Lrms}$

$$I_{Lrms} = I_{T_{primrs}} = 12.23A \quad (B.9)$$

$$I_{T_{secrms}} = 12.23A \quad (B.10)$$

$$A_e A_w = \left( \frac{L I_{Lpk} I_{Lrms}}{420 K B_{max}} 10^4 \right)^{1.131} = 6.25cm^4 \quad (B.11)$$

O núcleo escolhido foi o  $EE - 55/20$  com  $A_e = 3,54cm^2$  e  $A_w = 2,50cm^2$  com  $A_e A_w = 8,85cm^4$ .

Cálculo do número de espiras do indutor

$$N_L = \frac{LI_{Lpk}}{B_{max}A_e}10^4 = \frac{137.19\mu H \times 31.00A}{0.35T \times 3.54cm^2} \times 10^4 = 34 \quad (B.12)$$

### B.8.2 Cálculo do entreferro do indutor

$$l_g = \frac{\mu_o N^2 A_e}{100L} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 34^2 \times 3.54cm^2}{100 \times 137.19\mu H} = 0.37cm \quad (B.13)$$

## B.9 Dimensionamento do Transformador

$$A_e A_w = \left( \frac{LI_{Lpk}^2}{420KB_{max}} 10^4 \right)^{1.131} = 25.78cm^4 \quad (B.14)$$

O núcleo escolhido foi o  $EE - 65/39$  com  $A_e = 7,98cm^2$  e  $A_w = 3,70cm^2$  com  $A_e A_w = 29,525cm^4$ .

### B.9.1 Cálculo do número de espiras do transformador

$$N_P = \frac{LI_{Lpk}}{B_{max}A_e}10^4 = \frac{137.19\mu H \times 31.00A}{0.35T \times 7.98cm^2} \times 10^4 = 15 \quad (B.15)$$

### B.9.2 Cálculo do entreferro do transformador

$$l_g = \frac{\mu_o N^2 A_e}{100L} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 15^2 \times 7.98cm^2}{100 \times 137.19\mu H} = 0.16cm \quad (B.16)$$

### B.9.3 Cálculo da área de cobre do fio $S_{fio}$

$$S_{fio} = \frac{I_{Lrms}}{J} = \frac{12.23}{450.00} = 0.027184cm^2 \quad (B.17)$$

### B.9.4 Cálculo da área de cobre do fio do secundário do transformador $S_{secT}$

$$S_{secT} = \frac{I_{Tsecrms}}{J} = \frac{12.23}{450.00} = 0.027184cm^2 \quad (B.18)$$

Para evitar as implicações do efeito pelicular, o cálculo do diâmetro será feito pelas equações (B.19) e (B.20).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0.029cm \quad (B.19)$$

$$Diametro = 2 * \Delta = 2 \times 0.029cm = 0.059cm \quad (B.20)$$

O fio escolhido para o indutor e o primário do transformador é  $8 \times 22AWG$  com  $A_{iso} = 0,004013cm^2$ . O fio escolhido para o primário do transformador é  $8 \times 22AWG$  com  $A_{iso} = 0,004013cm^2$ .

## B.10 Cálculo das Perdas

### B.10.1 Cálculo da corrente eficaz nos Interruptores $I_{S1_{rms}}$ e $I_{S3_{rms}}$

$$I_{S1_{rms}} = I_{S3_{rms}} = 18.14A \quad (B.21)$$

### B.10.2 Cálculo da corrente eficaz nos Interruptores - $I_{S2_{rms}}$ e $I_{S4_{rms}}$

$$I_{S2_{rms}} = I_{S4_{rms}} = 19.19A \quad (B.22)$$

### B.10.3 Cálculo da Corrente Média nos Diodos $I_{D1_{AVG}}$

$$I_{D1_{AVG}} = I_{D3_{AVG}} = 2.34A \quad (B.23)$$

### B.10.4 Cálculo da Corrente Média nos Diodos $I_{D2_{AVG}}$ e $I_{D4_{AVG}}$

$$I_{D2_{AVG}} = I_{D4_{AVG}} = 2.41A \quad (B.24)$$



### B.10.5 Cálculo da Corrente Média de Comutação em $S_1$ e $S_3$

$$I_{S1COM} = I_{S3COM} = 8.84A \quad (B.25)$$

### B.10.6 Cálculo da Corrente Média de Comutação em $S_2$ e $S_4$

$$I_{S2COM} = I_{S4COM} = 9.09A \quad (B.26)$$

### B.10.7 Cálculo das Perdas por Condução em $S_1$ e $S_3$

O interruptor escolhido é o MOSFET da Advaned Power Technology APTM50UM13S-A1N com uma resistência de condução  $R_{DSon} = 13m\Omega$  com capacidade de corrente de dreno de  $I_D = 335A$

$$P_{cond_{S1}} = P_{cond_{S3}} = R_{DSon} I_{S1rms}^2 = 31.49W \quad (B.27)$$

### B.10.8 Cálculo das Perdas por Condução em $S_2$ e $S_4$

O interruptor escolhido é o MOSFET da Advaned Power Technology APTM50UM13S-A1N com uma resistência de condução  $R_{DSon} = 13m\Omega$  com capacidade de corrente de dreno de  $I_D = 335A$

$$P_{cond_{S2}} = P_{cond_{S4}} = R_{DSon} I_{S1rms}^2 = 33.32W \quad (B.28)$$

#### B.10.9 Cálculo das Perdas por Condução em $D_{11}$ e $D_{31}$

$$P_{cond_{D11}} = P_{cond_{D31}} = V_{F11} I_{S1COM}^2 = 9.72W \quad (B.29)$$

#### B.10.10 Cálculo das Perdas por Condução em $D_{21}$ e $D_{41}$

$$P_{cond_{D21}} = P_{cond_{D41}} = V_{F11} I_{S1COM}^2 = 9.72W \quad (B.30)$$

#### B.10.11 Cálculo das Perdas por Condução em $D_{12}$ e $D_{32}$

$$P_{cond_{D12}} = P_{cond_{D32}} = V_{F11} I_{S1COM}^2 = 2.58W \quad (B.31)$$

#### B.10.12 Cálculo das Perdas por Condução em $D_{22}$ e $D_{42}$

$$P_{cond_{D22}} = P_{cond_{D42}} = V_{F11} I_{S1COM}^2 = 2.65W \quad (B.32)$$

#### B.10.13 Cálculo da Tensão Máxima sobre os Interruptores $S_1$ e

$S_3$

$$V_{S1max} = V_{S3max} = \frac{V_i}{1 - D_{max}} = 333.33V \quad (B.33)$$

#### B.10.14 Cálculo da Tensão Máxima sobre os Interruptores $S_2$ e $S_4$

$$V_{S2max} = V_{S4max} = V_i + \frac{nD_{max}V_i}{1 - D_{max}} = 326.86V \quad (B.34)$$

#### B.10.15 Cálculo das Perdas por Comutação em $S_1$ e $S_3$

$$P_{com_{S1}} = P_{cond_{S3}} = \frac{1}{2}(t_{on} + t_{off})f_s I_{COM} V_{DS} = 16.76W \quad (B.35)$$

#### B.10.16 Cálculo das Perdas por Comutação em $S_2$ e $S_4$

$$P_{com_{S2}} = P_{cond_{S4}} = \frac{1}{2}(t_{on} + t_{off})f_s I_{COM} V_{DS} = 16.43W \quad (B.36)$$

### B.11 Cálculo da Perdas Totais - $P_{tot}$

$$P_{S1tot} = 50.83W \quad (B.37)$$

$$P_{S2tot} = 59.47W \quad (B.38)$$

$$P_{tot} = 220.60W \quad (B.39)$$

## B.12 Cálculo da Resistência Térmica do Dissipador

$$R_{da} = \frac{T_j - T_a}{P_{tot}} - R_{jc} - R_{cd} = 0.23^\circ C/W \quad (B.40)$$

## B.13 Dados de Saída do Projeto

Tabela B.2: Dados do Indutor

Especificação do indutor - $L$		
Indutância	$L$	$137\mu H$
AeAw do indutor	$AeAw$	$8.8cm^4$
Núcleo escolhido		$EE - 55/20$
Quantidade de núcleos		1
Peso total de ferrite		$0.22Kg$
Entreferro	$l_{gL}$	$0.37cm$
Numero de espiras	$N_L$	34
Seção do fio		$22AWG$
Número de fios em paralelo	$NF_L$	8

Tabela B.3: Dados do transformador

<b>Especificação do transformador - <math>T</math></b>		
Indutância	$L$	$137\mu H$
AeAw do transformador	$AeAw$	$29.5cm^4$
Núcleo escolhido		$EE - 65/39$
Quantidade de núcleos		1
Peso total de ferrite		$0.61Kg$
Entreferro	$l_{gT}$	$0.16cm$
Relação de transformação	$n$	1
Numero de espiras do primário	$N_P$	15
Numero de espiras do secundário	$N_S$	15
Seção do fio		$22AWG$
Número de fios em paralelo no primário	$NF_P$	8
Número de fios em paralelo no secundário	$NF_S$	8

Tabela B.4: Dados dos semicondutores

<b>Esforços nos semicondutores</b>		
Corrente eficaz no interruptor $S_1$	$I_{S1rms}$	18.14A
Corrente eficaz no interruptor $S_2$	$I_{S2rms}$	18.66A
Corrente eficaz no interruptor $S_3$	$I_{S3rms}$	18.14A
Corrente eficaz no interruptor $S_4$	$I_{S4rms}$	18.66A
Corrente média no diodo $D_{11}$	$I_{D11avg}$	8.84A
Corrente média no diodo $D_{21}$	$I_{D21avg}$	9.09A
Tensão máxima em $S_1$	$V_{S1max}$	333.33V
Tensão máxima em $S_2$	$V_{S2max}$	326.86V
Tensão máxima em $S_3$	$V_{S3max}$	333.33V
Tensão máxima em $S_4$	$V_{S4max}$	326.86V
Perdas no interruptor $S_1$	$P_{S1tot}$	50.83W
Perdas no interruptor $S_2$	$P_{S2tot}$	59.47W
Perdas no interruptor $S_3$	$P_{S3tot}$	50.83W
Perdas no interruptor $S_4$	$P_{S4tot}$	59.47W
Somatória das perdas nos interruptores	$P_{Stot}$	220.60W
Resistência térmica do dissipador	$R_{da}$	0.23°C/W